

ROK I PAŹDZIERNIK 1946 R. NR 8

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 60 zł

TREŚĆ NUMERU:

RADIO

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok I | Październik 1946 | Nr 8

Z KRAJU I ZAGRANICY

Z Kongresu Techników Polskich

W dniach 1 — 4 grudnia Polski Świat Techniczny, od techników i inżynierów do profesorów i ministrów, zjechał do stolicy polskiego przemysłu, Katowic, na pierwszy w Polsce Odrodzonej Kongres inżynierów i techników. Spotkali się przedstawiciele przemysłu i górnictwa, transportu i budownictwa, ekonomiści i naukowcy, aby wspólnie radzić nad sprawami najważniejszymi dla kraju, nad programem gospodarczym demokracji polskiej — 3-letnim Planem Odbudowy. Na zjazd przybyli Prezydent KRN, przedstawiciele Rządu z ministrami Przemysłu i Skarbu i prezesem CUPU na czele. Witaliśmy z radością i słuchali z uwagą delegatów zagranicznych z Francji, Anglii, Jugosławii, Stanów Zjednoczonych, Czechosłowacji, Bułgarii i Węgier. W świątecznej udekorowanej hali kongresowej 3500 delegatów i gości słuchało przemówienia ob. Prezydenta KRN na uroczystym otwarciu Kongresu. Słowa Prezydenta o nowych warunkach pracy i nowych zadaniach inteligencji technicznej w naszym ustroju gospodarczo-społecznym zapadały w dusze słuchaczy. Rząd przed ostateczną redakcją Planu 3-letniego, w którego układaniu brały udział setki i tysiące obecnych na sali inżynierów i ekonomistów, przyniósł go na sejm techniczny, aby poddać ogniowej próbie krytyki.

Należy podkreślić, jako charakterystyczne i niezwykle ważne, że spośród tak licznych rzesz techników, ludzi o różnych przekonaniach i obliczu politycznym, w ciągu obrad nie podniósł się ani jeden głos, negujący ideę Planu, jego zasadnicze założenia. Żadne wystąpienie nie zmierzało do tego, aby Planu nie wykonać, ale wszystkie mówiły o tym, jak go wykonać lepiej, pewniej, szybciej, taniej. Słowa ministra Minca o trzech kierunkach ataku w walce o Plan, o wyborze koncepcji inżyniersko-żołnierskiej, stały się hasłami i wskazówkami dla Kongresu.

Pierwszy dzień Kongresu, którego przebieg czytelnicy znają niewątpliwe z pism codziennych, poświęcony był przemówieniom inauguracyjnym i referatom na plenum, wygłoszonym przez ministrów Bobrowskiego, Dąbrowskiego i Minca. W drugim i trzecim dniu obrady odbywały się w sekcjach. Sekcyj takich było czternaście. Sprawy radiofonii i przemysłu radiotechnicznego omawiano w sekcji VIII — Energetyka i Elektrotechnika, której przewodniczył inż. Żarnecki. Obrady we wszystkich sekcjach zorganizowano w ten sposób, że na zebraniach odbywały się tylko dyskusje, natomiast teksty poszczególnych referatów nie były czytane, ponieważ w skrócie zostały opublikowane w specjalnym, kongresowym numerze Przeglądu Technicznego. Na sekcji odczytany był tylko zbiorowy referat przez v-prezesa SEPu inż. Witwińskiego. Referat ten podał pokrótce zasadnicze tezy czterech referatów, zgłoszonych na sekcję VIII i traktujących o 3-letnim Planie w zaresie elektryfikacji, gazownictwa, przemysłu elektrotechnicznego i telekomunikacji.

W dyskusji zabierało głos ponad 30 osób. Punkt ciężkości obrad leżał w zagadnieniach energetycznych, jak odbudowa sieci energetycznej, zwiększenie mocy elektrowni, ekonomiczne zużycie i przeróbka węgla, produkcja gazu i odbudowa gazociągów, współpraca gazowni i elektrowni, profilaktyka parku maszynowego i urządzeń i t. d.

Spośród kwestii interesujących wszystkich wysuwano sprawy finansowania Planu i oszczędności, skoordynowania planów energetyki i telekomunikacji z możliwościami przemysłu elektrotechnicznego. Wielu mówców zajmowało się zagadnieniem braku kwalifikacyjnych kadr technicznych. Roztrząsano wielostronnie problemy szkolenia zawodowego. Wielokrotnie apelowano do kolegów elektrotele- i radiotechników, nie pracujących obecnie w swoim zawodzie, czy marnujących swe zdolności w małych warsztatach, aby powrócili na swe placówki w wielkim przemyśle, przemyśle państwowym. Kilku mówców podkreślało znaczenie pracy naukowo-badawczej dla pomyślnego rozwoju techników. Reprezentanci prze-

mysłu radiotechnicznego zwracali uwagę na trudności, z jakimi borykać się musi ten wyjątkowo zniszczony przemysł. Podkreślali konieczność, wobec takiego stanu, skoncentrowania uwagi na masowej produkcji niewielkiej ilości artykułów. Przedstawiciele radiofonii kładli nacisk na zależność szeroko zakrojonych planów w zakresie budowy stacyj nadawczych i rozbudowy radiofonii przewodowej od dostaw przemysłu elektrotechnicznego.

A oto garść cyfr odnośnie planu Polskiego Radia. Moc stacyj nadawczych wzrośnie w ciągu 3-ch lat ze 100 kW. do blisko 600 kW. Powstanie centralna radiostacja o mocy 200 kW. i cztery radiostacje po 50 kW., centr krótkofalowy, nowoczesny Pałac Radiowy z najnowszymi elektroakustycznymi urządzeniami. Pokrycie kraju zasięgiem polskich stacyj wrośnie do 90%. Ilość odbiorników lampowych powiększy się od 350.000 do 1.000.000. W ramach radiofonizacji wsi ilość zbiorowych urządzeń wyniesie 12.000. Moc radiowęzłów wyniesie około 150 kW. (dziś około 17 kW.). Długość linii przewodowych dojdzie do 22.500 km. a ilość abonentów radiofonii przewodowej do 800.000. W tym czasie przemysł radiotechniczny wyprodukuje ponad 400 000 odbiorników lampowych, ponad 3.000.000 lamp, 750.000 głośników, około 3.500 wzmacniaczy.

Mimo nieukrywania trudności, na sekcji panował nastrój optymistyczny. Wnioski opracowane przez wybraną Komisję Redakcyjną i uwzględniające wystąpienia w dyskusji, uchwalono jednomyślnie i odesłano do Prezydium Kongresu dla włączenia do rezolucji Kongresu.

J. B.

Radiofonizacja w Związku Radzieckim.

Plan pięcioletni przewiduje olbrzymi rozwój radiofonizacji w Związku Radzieckim.

Produkcja odbiorników osiągnie cyfrę 925.000 rocznie przy czym typowe odbiorniki to supery i prawie wszystkie z rozciągniętym zakresem krótkofalowym (Wostok, Salut, Ural, Rodina). Z jeszcze większym rozmachem przystąpiono do radiofonizacji przewodowej.

W ciągu 5-ciu lat zainstaluje się około 4 milionów głośników zasilanych z radiowęzłów.

W związku ze zniszczeniami wojennymi sieci radiowęzłów, przystąpiono do jej generalnej przebudowy oraz do ulepszenia jakości audycji drogą wymiany wzmacniaczy na typ nowszy. W dużych miastach przerabia się sieć według nowego systemu t. zw. trójczłonowego, dającego minimalną ilość podstacyj wzmacniających, i ułatwiających eksploatację. Magistralne linie zasilane są napięciem do 960 V, co pozwala na lepsze wykorzystanie sieci. W związku z centralizacją jednostek wzmacniających radiowęzły o mocy 25 KW nie są już rzadkością.

Radiofonizację wsi przeprowadza się dwiema drogami: — zasilanie liniami z bliskich radiowęzłów o napięciu 960 woltów, przy czym ze względu na zniekształcenia i eksploatację nie stosunje się linii dłuższych jak 10 — 12 km.

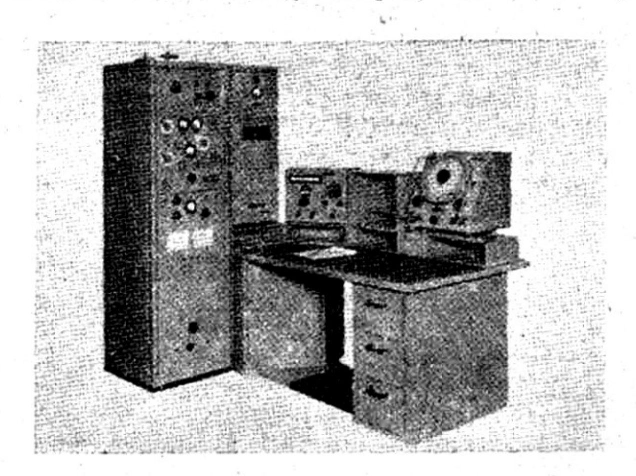
Drugi sposób to zasilanie punktów zbiorowego słuchania z odbiorników bateryjnych względnie zasilanych z małych elektrowni pędzonych siłą wiatru.

Ciekawą nowością ze względu na brak słupów w niezalesionych okolicach, jest stosowanie specjalnych przewodów zakopanych w ziemi.

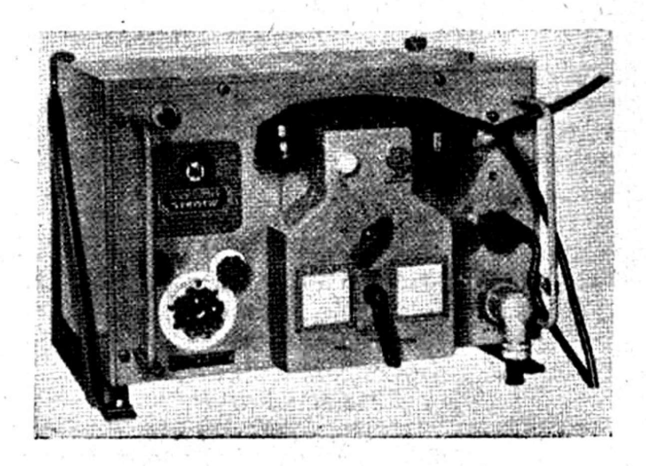
Dla usprawnienia eksploatacji takich punktów uruchamia się specjalny serwis techniczny, posiadający dobrze zaopatrzone warsztaty i autotransport. (Wiestnik - Świazi 10-46).

Radiowe urządzenia na okrętach.

W ostatniej wojnie wprowadzono wiele ulepszeń i nowości w dziedzinie radionawigacji i komunikacji. Pod tym kątem widzenia fabryki rozpoczęły seryjną produkcję nowoczesnych urządzeń, w które winna być zaopatrzona każda większa jednostka morska. Czasopismo „Shipbuilder and Marine Engine- Builder“ (July 1946) opisuje podobny komplet urządzeń, wykonanych przez f-mę „Marconi“; składa się on z następujących elementów.



Rys. 1



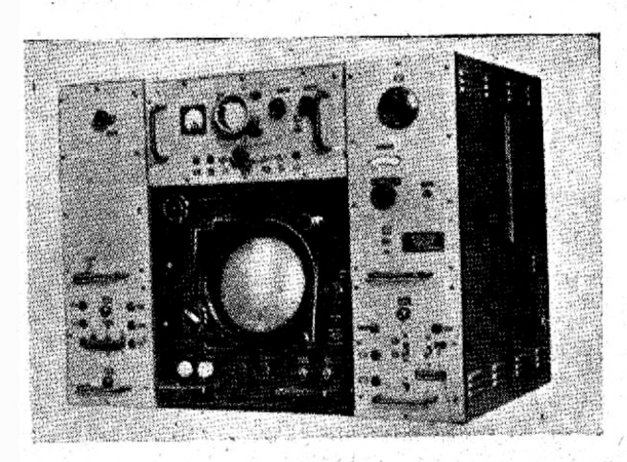
Rys. 2

1) Nadajnik „Oceanspan" z zakresami średn'o i krótkofalowymi, który zmontowany na jedym ze statków pozwolił na doskonałą łączność 3-ma kontynentami — Ameryka półn. (2000 il), Afryka płd. (6000 mil), Australia (10.000 il).

2) Automatyczne urządzenie alarmowe „Viilant".

3) Odbiornik „Yeoman".

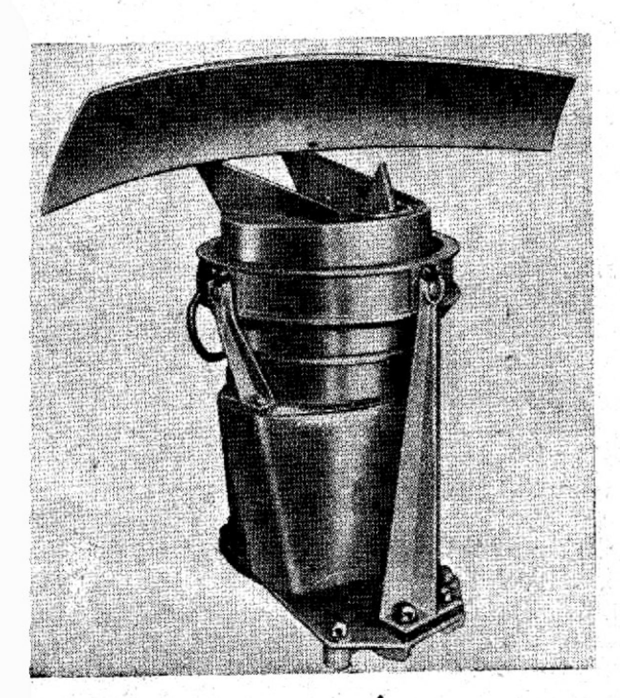
4) Radiokompas „Lodestone" z anteną raiową.



Rys. 3

Rys. 1 przedstawia powyższy komplet w wyienionej kolejności.

Na rys. 2-gim przedstawiono radio-telefon (naajnik-odbiornik) „Seamew" zasilany z baterii, rzeznaczony dla małych jednostek, ogólnie dla



Rys. 4

zapewnienia łączności telefonicznej na małe odległości (40 mil). Do pomiarów głębokości służy echo-sonda „Seagraph" wysyłająca sygnały o różnych częstotliwościach zależnie od głębokości.

Na koniec najnowsze urządzenie to Radar (rys. 3) o zasięgu od 50 yard'ów do 20 mil. O dokładności świadczy fakt że z odległości 10 mil można wykrvć statek 7000-tonowy.

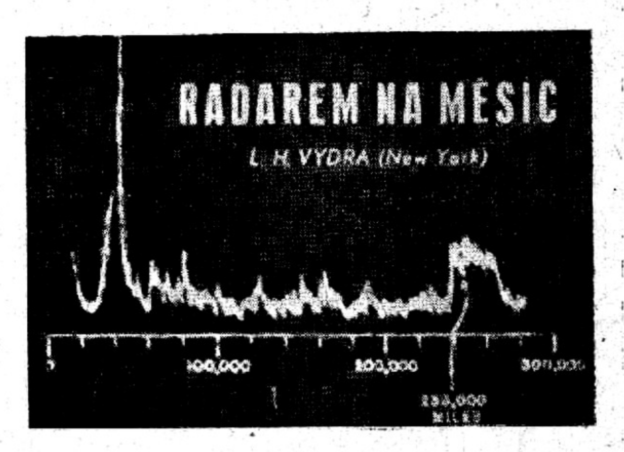
Antenę radarową przedstawia rys. 4.

Radarem na księżyc

10 stycznia 1946 roku na kulę ziemską dotarł pierwszy sygnał radiowy z Wszechświata.

Wprawdzie był to tylko sygnał wysłany uprzednio z ziemi a następnie odbity od księżyca, ale faktem jest, że urzeczywistniono fantazję Juliusza Verne i poznanie Wszechświata przez człowieka weszło na nowe tory.

Podpułkownik John De Witt, znany przedwojenny amator, w miasteczku Belmar stanu Nev Jersey ,wysłał w kierunku księżyca krótki impuls o mocy 4 KW i odebrał po 2,4 sekundach słaby impuls o mocy równej zaledwie jednej kwadrilionowej części wata.



Rys. 5

Na ekranie Radaru (rys. 5) ukazał się odebrany impuls w formie małego wzniesienia, oraz dał się słyszeć krótki stuk w głośniku.

Potwierdziło się przy tym prawo Dopplera; mianowicie, ponieważ księżyc przesuwał się w kierunku ziemi z szybkością 1200 km/godz., odebrano sygnał o częstotliwości nieco wyższej aniżeli wysłany. — (Radioamatér 3.1946).

Sterowanie radiem pocisku rakietowego V2

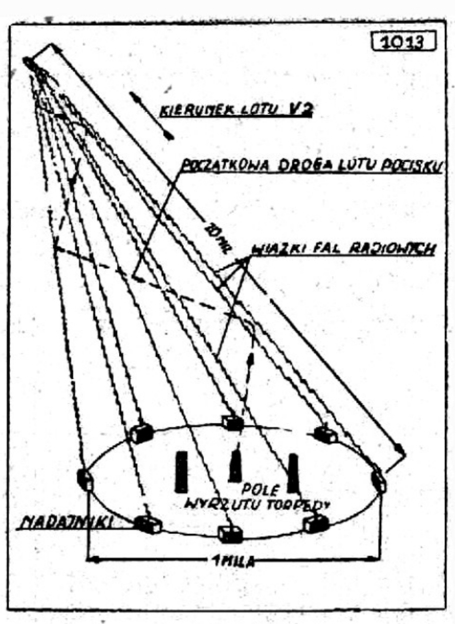
Jak wiadomo pociski V1 i V2 można było wystrzelić z dość dużą dokładnością w kierunku danego celu.

Sterowanie odbywało się przy pomocy fal radio wych, które oddziaływały na odbiornik umieszczony w pocisku.

Lotnictwo alianckie fotografowało jeszcze w czasie wojny pole wyrzutu torped i stwierdzono że pociski nie były wyrzucane w kierunku celu. Średnica pola wyrzutu wynosiła około 1,5 km., przy czym na obwodzie jego umieszczone były nadajniki wysyłające wiązki fal radiowych wzdłuż tworzącej stożka, którego wierzchołek znajdował się na wysokości 15 km. Rakieta wystrzelona ze środka pola leciała w górę, aż trafiła na wiązkę fal radiowych. Wtedy odbiornik oddziaływał na mechanizmy, które z kolei zmieniały kierunek lotu pocisku (Rys. 6).

W ten sposób pocisk leciał wzdłuż drogi zygzakowatej odbijając się niejako od pobocznicy stożka, aż dotarł do wierzchołka, skąd kierunek lotu był już określony. Początkowy tor pocisku był zygzakowaty, co wykazały również zdjęcia filmowe, w których tor pocisku V2 widoczny był jakby zygzak błyskawicy.

(Radioamatér 7-8 — 45)



Rys. 6

B. A. Wwiedieński — J. I. Kaznoczejew

Fale ultrakrótkie

(Ciąg dalszy)

Anteny i fidery (linie zasilające).

Napięcie na wejściu odbiornika, a stąd i zasięg działania nadajnika ultra-krótkofalowego, bardzo silnie zależy od wysokości anteny nadawczej i odbiorczej oraz od ich charakterystyk. Zastosowanie anten ustawionych wysoko nad powierzchnią ziemi daje duże korzyści. Powstaje wówczas konieczność „skanalizowania" energii na drodze „Antena — Aparatura". Przekazanie energii fal ultrakrótkich po przewodach, nawet na kilkadziesiąt metrów stanowi trudne zadanie. W zależności od częstotliwości dla tego celu stosują bądź dwuprzewodowe (czasem czteroprzewodowe) fidery, bądź z bardzo dobrym skutkiem kable koncentryczne względnie t. zw. przewodnice falowe.

Giętki kabel koncentryczny (współosiowy) z izolacją gumową, daje na fali 10 centymetrów tłumienie 5 decybeli na metr; przy sztywniejszej konstrukcji tłumienie może ulec zmniejszeniu do 0,7 db/metr. Kabel koncentryczny o sztywnej konstrukcji (ze specjalną izolacją) daje tłumienie 0,4 db/m, a przewodnica falowa miedziana o przekroju prostokątnym i wymiarze 4,5 cm x 7,5 cm — tłumienie tylko 0,0175 db/metr.

Celowość zastosowania prowadnicy falowej przy nadawaniu z częstotliwości powyżej 3000 megacykli jest całkowicie zrozumiała.

Duże znaczenie posiada dopasowanie wyjścia nadajnika do fidera i fidera do anteny czyli dopasowanie dwóch różnorodnych linii przy przejściu z jednej na drugą.

W praktyce dopasowanie to odbywa się dość prosto. Anteny stosowane dla fal ultrakrótkich są bardzo różnorodne w zależności od przeznaczenia i od zakresu w jakim mają pracować. Anteny radiofoniczne powinny mieć kolisty wykres promieniowania w płaszczyźnie poziomej i koncentrować energię w kierunku równoległym do tej płaszczyzny.

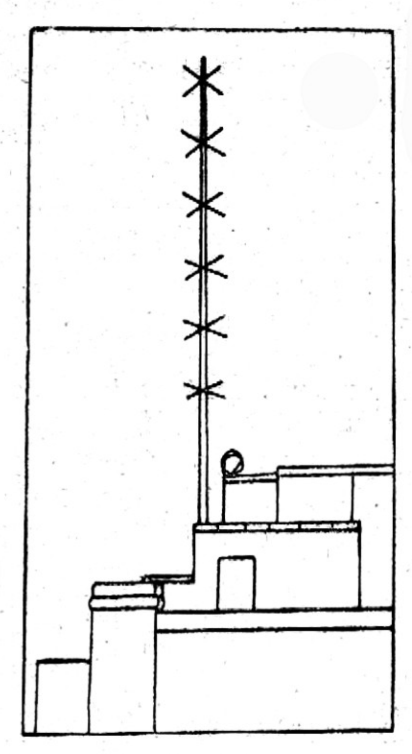
Znajdują tu zastosowanie t. zw. „skręcone" dipole rozłożone w kilku piętrach, a również anteny z dwu dipoli skrzyżowanych pod kątem prostym w płaszczyźnie poziomej i zasilanych z przesunięciem fazy o 90° (rys. 12).

Przy zastosowaniu 6 pięter zysk takiej anteny odnośnie mocy wynosi ok. 4. Podobne anteny są najbardziej popularne w technice radiofonicznej na falach ultrakrótkich z modulacją częstotliwości.

Anteny telewizyjne są znacznie bardziej złożone, ponieważ muszą one zapewnić przekazywanie bardzo szerokiej wstęgi częstotliwości (4,5 megacykli z tendencją do dalszego jeszcze wzrostu).

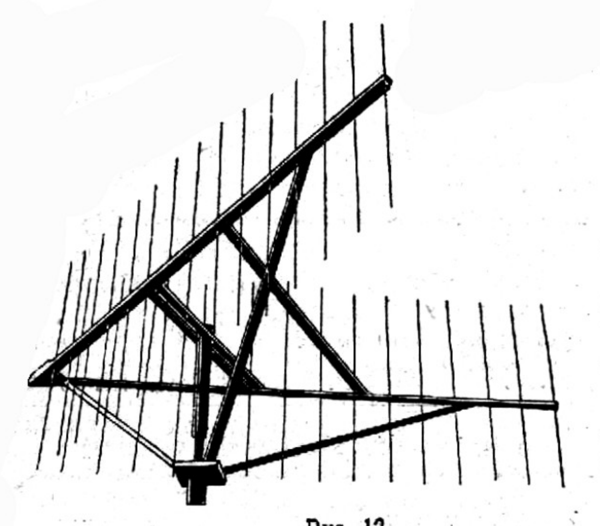
Tutaj największą popularnością cieszy się szerokowstęgowa antena Lindenblada.

Do radiostacji ruchomych stosują najczęściej proste, pionowe wibratory.



Rys. 12
Antena radiofoniczna z kołową charakterystyką poziomą promieniowania

Najciekawsze są anteny kierunkowe, które znacznie się różnią między sobą zależnie od nadawanej częstotliwości. Na falach metrowych znajdują zastosowanie anteny z wieloma dipolami.



Rys. 13
Anteny ultrakrótkofalowe z reflektorem kątowym

Wzmocnienie mocy 40 do 60 razy daje antena koaksjalna (współśrodkowa) z reflektorem wykonanym jako dwa rzędy biernych (niezasilanych) dipoli, umieszczonych pod kątem 60 lub 90° (rys. 13).

Anteny kierunkowe dla fal najbardziej krótkich zakresu ultra-krótkofalowego (poniżej 30 cm.) zbliżone są do reflektorów lustrzanych i tub głośnikowych. Dołączenie takiej tuby do wylotu przewodnicy falowej z przekrojem okrągłym lub jeszcze lepiej prostokątnym, daje przy odpowiednim kącie rozwarcia tuby zysk w mocy rzędu 100.

Tuby elektromagnetyczne wyróżniają się selektywnością. Ze względu na wymiary są mniej wygodne niż zwierciadła paraboliczne. Antenę umieszcza się w ognisku reflektora, przedstawiającego najczęściej paraboloid (powierzchnia otrzymana przez obrót paraboli wokół swej osi).

Reflektor tego typu można nastroić tak, by dawał zysk w mocy do 1000 razy, z prostą zależnością od stosunku wymiaru otworu do długości fali. Promienie boczne, silniej zaznaczające się w zwierciadłach niż w tubach, jak również promieniowanie wsteczne nie grają istotnej roli w zagadnieniach komunikacyjnych.

Tłumaczył dr A. B.

Zastosowania fal ultrakrótkich

Dzięki ukazanym wyżej właściwościom fal ultra-krótkich, zrealizowano przy ich pomocy nowy zupełnie system wieloprogramowego nadawania z modulacją częstotliwości. Im też zawdzięcza pomyślny rozwój telewizja. Szerokie zastosowanie znalazły różnorodne ultrakrótkofalowe komunikacje między obiektami ruchomymi i stałymi (np. patrole wojskowe lub policyjne, łączność kolejowa, kierowanie samolotami, łączność lotnicza i wojskowa, a także radiolokacja i t. p.). W chwili obecnej są to samodzielne, udoskonalające się wciąż gałęzie radiotechniki, opierające się na dobrze rozwiniętym przemyśle radiotechnicznym.

Wiele uwagi poświęca się zagadnieniom zastosowania fal ultrakrótkich dla zapewnienia rezerwy (a czasem nawet dla zmiany) istniejących linii kablowych, dla łączności między studiem i stacją nadawczą, między biurem radiotelegraficznym, a centrum odbiorczym lub nadawczym itp. Ultrakrótkofalowe urządzenia zastępujące odcinki linii kablowych lub powietrznych pracują bez zarzutu.

Dużą wagę przywiązuje się do rozwoju dalekosiężnej, szerokowstęgowej łączności przy pomocy fal ultrakrótkich. W szybkim tempie prowadzi się konieczne roboty przygotowawcze nad jej opanowaniem.

Próba szczegółowego opisu ukazanych wyżej praktycznych zastosowań fal ultrakrótkich byłaby beznadziejna. Dlatego ograniczamy się do przytoczenia tylko zasadniczych i najbardziej istotnych wiadomości.

Radiofonia na falach ultrakrótkich

Inaczej, jak dla pozostałych zakresów falowych, dla fal ultrakrótkich nie istnieją prawie takie trudności, jak niewystarczająca ilość kanałów, niska jakość programu, spowodowana zbyt małą szerokością kanału, silne przeszkody atmosferyczne, okresowe wahania natężenia pola i t. d.

Szerokie granice zakresu ultrakrótkofalowego pozwalają zadowolić wszystkie wymagania, dotyczące ilości i szerokości kanałów fonicznych. Dlatego tylko w zakresie ultrakrótkofalowym można zapewnić wieloprogramowe nadawanie o wysokim poziomie artystycznym. Oczywiście, przy rozszerzeniu kanału zwiększa się poziom szumów, modulacja częstotliwości jednak pomyślnie rozwiązuje zarówno sprzeczność między szerokością pasma i szumami, jak i sprzeczność między dużą rozpiętością dynamiczną i zniekształceniami nieliniowymi.

Duże znaczenie dla dalszego rozwoju nowego systemu radiofonii będzie miało uproszczenie ultrakrótkofalowych odbiorników z modulacją częstotliwości, które obecnie zawierają 8 — 10 lamp. Istnieją zupełnie realne perspektywy takiego uproszczenia.

Różnorakie badania nowego systemu radiofonii, przeprowadzone w USA, potwierdziły jego wielkie zalety. Są one tak duże, że już obecnie prowadzi się w wielu krajach wytężone przygotowania do zastosowania tego systemu. W USA zaczęto, jeszcze przed wybuchem drugiej wojny światowej, regularne nadawanie programów z modulacją częstotliwości, a w tej chwili (1945 r.) przygotowano plan rozbudowy systemu nadawania na falach ultrakrótkich dla całej zaludnionej części kraju. W Związku Radzieckim szerokie prace przygotowawcze nad zastosowaniem radiofonii na falach ultrakrótkich przeprowadził Instytut odbioru radiofonicznego i akustyki Ludowego Komisariatu Przemysłu Elektrotechnicznego.

Jednym z najpoważniejszych zagadnień przy organizacji wieloprogramowej radiofonii na falach ultrakrótkich jest zagadnienie, dotyczące koniecznej ilości kanałów i rozdziału pomiędzy nie fal. Dla jego rozwiązania należy określić strefę zasięgu radiostacji, zakres, w którym ona przeszkadza sąsiednim stacjom oraz minimalną odległość między dwiema radiostacjami, pracującymi na jednakowej fali.

Obecnie, jako normę odbioru programu ultrakrótkofalowego, przyjęto natężenie pola 1000 μV/m dla warunków miejskich 50 μ V/m w miejscowościach wiejskich. Na granicy obszaru, obsługiwanego przez daną stację, poziom sygnału stacji przeszkadzającej, pracującej na tej samej fali, powinien być niższy o 20 db. od poziomu sygnału użytecznego (t. j. w wymienionych wyżej warunkach odpowiednio 100μ. V m i 10 μ. V/m). Stacje pracujące na jednakowej fali powinny więc być rozlokowane w co drugiej strefie zasięgu, a nawet co trzeciej, jeśli wziąć pod uwagę zwiększenie natężenia pola na skutek wpływów troposfery, których na razie nie można obliczyć. Przy nadawaniu jednego programu zatem dla obsłużenia danego terytorium potrzeba 9-u kanałów fonicznych, przy nadawaniu zaś trzech programów 27 kanałów.

W rzeczywistości ilość kanałów fonicznych powinna być jeszcze większa, ponieważ dla dużych miast konieczne jest nadawanie wielu programów.

Zasięg stacji ultrakrótkofalowej zależy od mocy nadajnika, wysokości anteny, jej wzmocnienia i od charakteru miejscowości i gruntu. Wstępne wyniki badań, przeprowadzonych przez Centralny Instytut Naukowo - Badawczy Łączności dowiodły, że dla obsłużenia dużych i gęsto zaludnionych rejonów z wiejską ludnością, praktycznej jest stosować stacje automatyczne bez stałej obsługi o mocy rzędu 250 W. Jeśli moc nadajnika wynosi 250 W, wysokość anteny 100 m, to promień jego zasięgu równa się 60 km. Przy zwiększeniu mocy do 5 kW i wysokości anteny do 150 metrów, promień zasięgu wzrasta do 110 km. W ten sposób, w warunkach dziennych, promienie zasięgu stacji ultrakrótkofalowej i średniofalowej są porównywalne.

Oprac. inż. J. Borecki

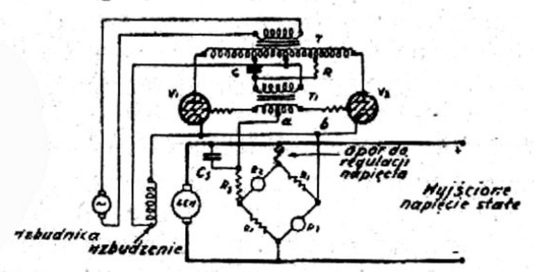
(d. c. n.)

Zwracamy uwagę na zaszły w powyższym ogłoszeniu w numerze 6 błąd, przez zamieszczenie niekompletnego adresu, który poprawnie, jak wyżej brzmi: Poznań, Wierzbięcice 18.

Thyratrony oraz ich zastosowanie w radiotechnice

(Dokończenie).

Układ do kontrolowania napięcia prądnicy prądu stałego podaje rysunek 22.



Rys. 22
Regulacja napięcia prądnicy prądu stałego

Faza napięcia zmiennego siatek thyratronów przez dobór wartości R i C wyprzedza o 90° pozycję nieprzewodzenia (napięcia siatkowe i anodowe przesunięte o 180°). Mostek ze składnikami oporowymi i nieliniowymi jest załączony na zaciski wyjściowe prądnicy i dostarcza stałej składowej napięcia siatek thyratronów. Przy napięciu nominalnym prądnicy ta stała składowa jest równa zeru i thyratrony przewodzą na przemian przez jedną czwartą okresu każdy, dając w ten sposób określoną średnią wartość prądu stałego do wzbudzenia prądnicy. Wzrost napięcia na zaciskach prądnicy narusza równowagę mostku i daje ujemną składową napięcia siatkowego, która zmniejsza czas przewodzenia thyratronów a więc i średni prąd wzbudzenia.

Spadek napięcia na zaciskach prądnicy daje dodatnią składową napięcia siatkowego, zwiększenie czasu przewodzenia thyratronów i wzrost średniej wartości prądu wzbudzenia.

Wzbudnica dostarcza prąd zmienny, prostowany przez thyratrony w ten sposób, że średnia wartość wyprostowanego prądu jest kontrolowana za pośrednictwem mostku przez napięcie na zaciskach prądnicy.

Układ tego rodzaju pozwala na otrzymanie tylko 0,5% spadku napięcia pomiędzy biegiem jałowym i pełnym obciążeniem.

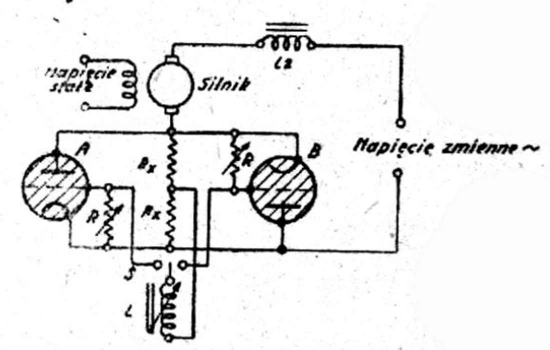
4.3.2. Zmiana obrotów silników zasilanych prądem zmiennym

Silniki prądu stałego przy użyciu thyratronów mogą być zasilane z sieci prądu zmiennego. Uruchomianie, zatrzymanie, zmiana kierunku obrotów, zmiana ilości obrotów może być przeprowadzana przy minimalnych stratach mocy i może być sterowana nawet przez komórkę fotoelektryczną.

Najprostszym układem dla jednego kierunku obrotów jest umieszczenie silnika bocznikowego lub szeregowego jako obciążenia thyratronu. Thyratron pracuje jako sterowany prostownik tak, że średnia wartość prądu przepływająca przez silnik może być zmieniana. Ze względu na jednopołówkowe prostowanie, doprowadzone napięcie musi posiadać wartość dwa razy większą od wartości napięcia minimalnego silnika.

Podwyższania napięcia unika się stosując układy prostujące obie połówki prądu zmiennego.

Na rysunku 23 jest podany prosty układ jednofazowy.



Rys. 23
Silnik prądu stałego zasilany z napięcia zmiennego

Układ ten pozwala na zmianę ilości oraz kierunku obrotów. Kierunek obrotów jest zależny od pozycji przełącznika S. O ile przełącznik może być załączony jednocześnie na obie strony to silnik staje, bo wówczas płynie przezeń prąd zmienny, zaś bezwładność silnika jest zbyt duża, by reagował na różnokierunkowe, następujące kolejno po sobie impulsy prądowe.

Dla uniknięcia rozgrzania silnika w stanie spoczynku włączony jest dławik L_2. Dławik ten jest wykonany bez szczeliny powietrznej, co powoduje jego szybkie nasycenie dla jednokierunkowych impulsów prądowych, tak więc podczas ruchu silnika spadek napięcia na L_2 jest bardzo mały.

Zmiana ilości obrotów jest przeprowadzona przez zmianę fazy napięcia siatkowego za pomocą indukcyjności L i oporów R.

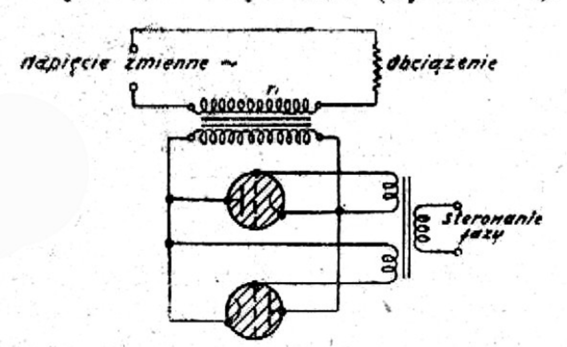
W układzie z rysunku 23 wzbudzenie silnika jest czerpane z oddzielnego źródła napięcia stałego. Stosując silnik szeregowy można tego uniknąć i zasilać go całkowicie z sieci prądu zmiennego.

Dla każdego kierunku obrotu musi być wówczas stosowany oddzielnie thyratron.

4.3.3. Regulacja prądu zmiennego

Dla utrzymania powolnego wzrostu temperatury włókien lamp nadawczych stosuje się dwa thyratrony, prostujące obie połówki zmiennego napięcia, i przez zmianę fazy napięć siatkowych otrzymywany jest stopniowy wzrost prądu żarzenia.

Przez thyratrony przechodzi wówczas całkowity prąd żarzenia. Dla lamp pracujących przy większym napięciu a mniejszym prądzie korzystniej jest stosować układ oparty na zmianie oporu pozornego, mający również szerokie zastosowanie w aparatach do spawania. (Rysunek 24).



Rys. 24
Zmiana prądu w obciążeniu przez zmianę oporności pozornej

Transformator T_1 w tym układzie jest włączony w szereg z obciążeniem, zaś jego wtórne uzwojenie jest zabocznikowane przez dwa thyratrony w schemacie prostującym obie połówki zmiennego napięcia. Póki thyratrony nie przewodzą, opór pozorny T_1 jest duży i prąd przez obciążenie mały. Przez zmianę fazy napięć siatkowych zmieniamy warunki przewodzenia thyratronów a więc i obciążenie uzwojenia wtórnego transformatora T_1. Przy wzroście obciążenia uzwojenia wtórnego opór pozorny T_1 maleje, aż wreszcie zostaje sprowadzony jedynie do wartości indukcyjności rozproszenia tak, że praktycznie biorąc, pełne napięcie sieci jest doprowadzone do obciążenia.

4.4. Zastosowania w urządzeniach komutacyjnych

4.4.1. Komutacja silników, przemienniki.

W rozdziale niniejszym omówimy zastosowania thyratronów jako prostowników, gdyż komutacje w silnikach i przemienniku nie są na szerszą skalę stosowane w radiotechnice. Należy jednak zaznaczyć, że są budowane silniki prądu stałego z thyratronami jako komutatorami.

Przemienniki dają możność zamiany prądu stałego na prąd zmienny z dużym skutkiem użytecznym. Przemienniki mogą być obcowzbudne lub samowzbudne. Połączenie przemiennika z prostownikiem przy wspólnym transformatorze anodowym pozwala na wydajną transformację napięcia stałego. Połączenie prostownika z przemiennikiem pozwala na zmianę częstotliwości prądu zmiennego bez użycia mechanizmów wirujących.

4.4.2. Prostowniki

Najszersze zastosowanie w radiotechnice znalazły thyratrony w prostownikach dających napięcie prądu stałego, regulowane w prosty sposób za pomocą napięcia siatek od zera do pełnej wartości.

Prostowniki tego rodzaju są przede wszystkim używane jako źródło napięcia anodowego lamp nadawczych.

Ważną zaletą prostowników z zastosowaniem thyratronów jest łatwość zabezpieczenia od przeciążeń zarówno w obwodzie jak i w samych prostownikach. Czas trwania przeciążenia może być zredukowany poniżej połowy okresu napięcia zmiennego, doprowadzonego do prostownika. Spółczynnik skutku użytecznego takich prostowników jest bardzo wysoki, szczególnie przy większych mocach, ze względu na małą wartość spadku napięcia na thyratronach i wysoką wydajność katod.

Thyratrony mogą być stosowane w każdym ze stosowanych układów prostowniczych i z tego też względu zostanie pokrótce tylko rozpatrzony układ trójfazowy z zastosowaniem thyratronów i będą podane metody sterowania siatek thyratronów.

Przy obciążeniu czysto oporowym prąd przepływa kolejno przez każdy thyratron i przy nastawieniu siatek na maximum obciążenia, komutacja zachodzi, gdy napięcie anodowe jednej fazy zrówna się z napięciem anodowym następnej fazy. Kąt przepływu prądu jest w tych warunkach równy $\frac{2\pi}{p}$, gdzie p jest ilością faz transformatora od strony thyratronów

Przy opóźnieniu zapłonu przez sterujące siatki, średnia wartość napięcia na obciążeniu maleje, prąd w każdej fazie ma na początku strome czoło fali i trwa do czasu zapłonu w thyratronie następnej fazy lub do czasu przejścia napięcia anodowego przez zero, o ile punkt zapłonu następnej fazy jest dalej.

Opóźniając coraz bardziej zapłon w thyratronach sprowadzamy wreszcie napięcie anodowe do zera. Kąt niezbędnego w tym celu opóźnienia jest równy $\alpha = \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right)$

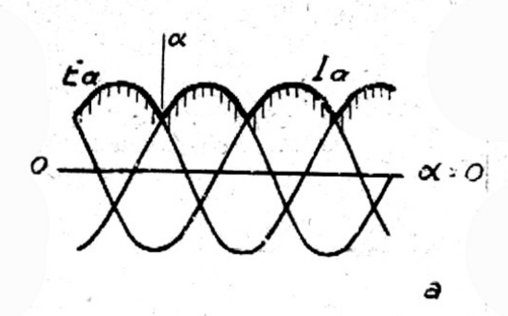
Kąt opóźnienia jest liczony od punktu przecięcia dwóch kolejnych faz jako od punktu zerowego.

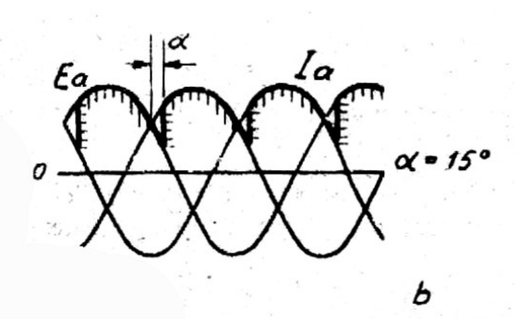
Wartości α dla różnych ilości faz podaje tabela II.

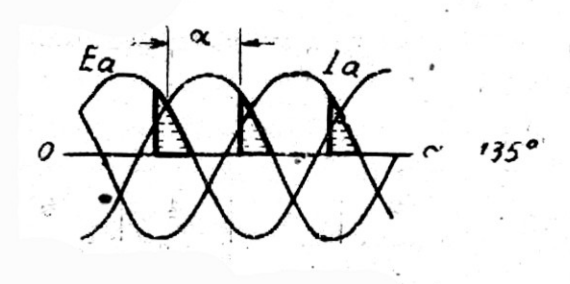
Tabela II.

p	2	3	4	6	12	∞
α^0	180	150	135	120	105	90

Przebiegi zachodzące w prostowniku trójfazowym jednopołówkowym, pracującym na obciążenie czysto omowe podaje rysunek 25.







Rys. 25
Przebiegi napięciowe w jednopołówkowym prostowniku 3 fazowym przy obciążeniu omowym

Średnia wartość napięcia wyprostowanego wyraża się wzorem

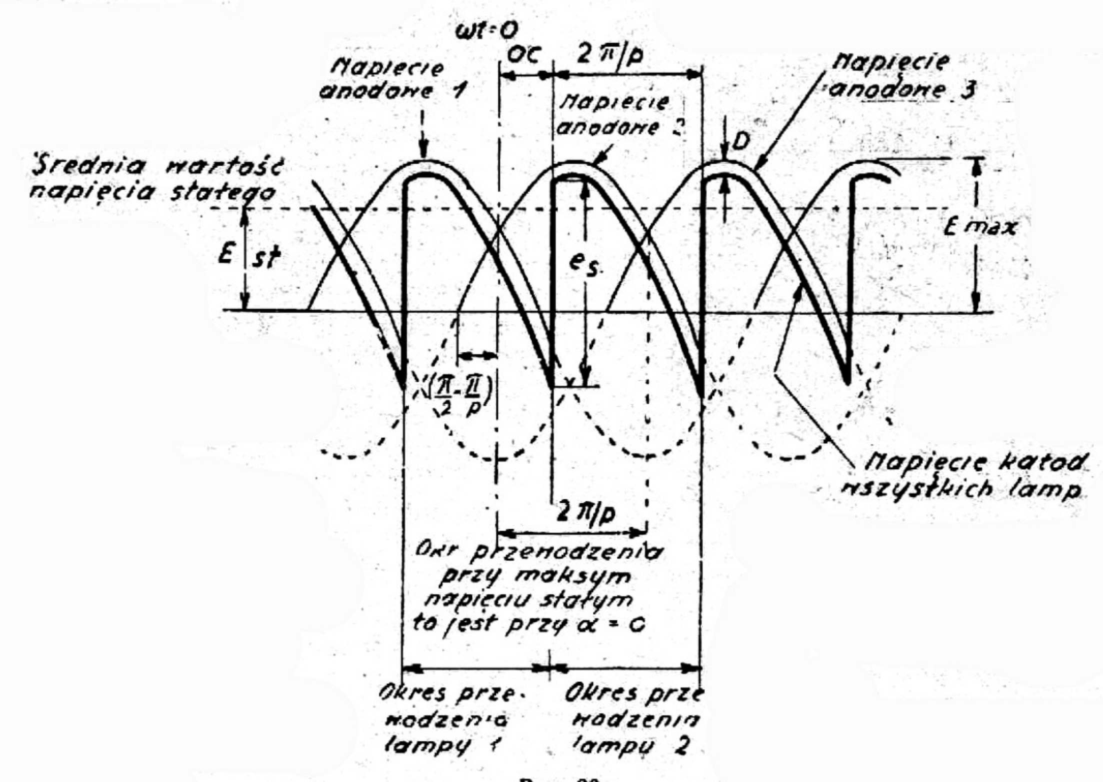
$$E_{st} = \frac{p\ E_{max}}{\pi} \cdot \frac{1 - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{p}\right)}{2 \sin \frac{\pi}{p}} - D$$

W radiotechnice w przeważającej ilości wypadków potrzebny jest prąd stały i z tego względu pomiędzy prostownikiem i obciążenie włączony jest filtr, dla wygładzenia zmian napięcia wyjściowego prostownika. O ile filtr rozpoczyna się od pojemności, to kondensator wejściowy ładowany jest do wartości szczytowej napięcia fali prądu zmiennego i wyładowuje się przez obciążenie w okresie nieprzewodzenia thyratronu. Prostownik dostarcza prąd do kondensatora w ciągu bardzo krótkiego czasu i dlatego też wartość szczytowa tych impulsów jest bardzo duża w porównaniu do wartości średniej prądu pobieranego z prostownika. W układach z thyratronami na ogół nie stosuje się filtrów z wejściem pojemnościowym, bo łatwo może się okazać, że wartość szczytowa prądu ładowania kondensatora jest wyższa niż całkowita emisja thyratronu. Duża wartość stosunku amplitudy prądu, czerpanego z thyratronu, do wartości średniej otrzymywanej w obciążeniu przy filtrze o wejściu kondensatorowym — ogranicza możność obciążania thyratronu.

W filtrach o wejściu indukcyjnym dławik wejściowy przedłuża czas przepływu prądu nawet po przejściu napięcia anodowego przez zero. Gdy indukcyjność tego dławika jest większa ponad określoną wartość krytyczną prąd czerpany z thyratronów jest ciągły, choć zmienny co do wielkości, podczas gdy przy filtrze o wejściu kondensatorowym prąd ten składa się z poszczególnych impulsów rozdzielonych okresami nieprzewodzenia.

W tych warunkach regulacja napięcia przy filtrze o wejściu indukcyjnym jest znacznie lepsza, współczynnik kształtu impulsów prądowych, przebywających przez thyratrony i transformator, jest mniejszy i wymagania co do maksymalnej emisji thyratronów są mniejsze. Przy indukcyjności dławika, większej niż krytyczna, przebiegi napięciowe zachodzą według wykresów z rys. 26. Maksymalne napięcie na wyjściu otrzymuje się wówczas gdy każda faza zaczyna pracować po zrównaniu się jej napięcia z napięciem fazy pracującej poprzednio. Punkt przecięcia się tych napięć odpowiada wartości zerowej kąta opóźnienia. Katody thyratronów są połączone ze sobą i stanowią dodatni biegun napięcia wyprostowanego, które jest równe napięciu na anodach mniej spadek napięcia na thyratronach.

Przy kącie opóźnienia α każdy thyratron przewodzi póty, póki nie nastąpił zapłon w następnym thyratronie. Przepływ prądu trwa nawet wówczas, gdy napięcie odnośnej fazy jest bardziej ujemne niż napięcie ujemnego bieguna na wyjściu. Przy kącie opóźnienia α napięcie na każdym thyratronie jest większe niż amplituda odnośnego napięcia fazowego. Przy zwiększaniu kąta α wzrasta czas, w ciągu którego katody posiadają niższe napięcie od ujemnego bieguna



Rys. 26
Przebiegi napięciowe w prostowniku jednopołówkowym p-fazowym przy obciążeniu indukcyjnym

na wyjściu aż wreszcie następuje moment, że katoda jednego thyratronu jest równie ujemna jak katoda następująca po niej staje się dodatnią. W rezultacie otrzymujemy zero napięcia wyjściowego prostownika — stan taki następuje przy kącie opóźnienia $\alpha = 90^0$. Tak więc przy indukcyjności dławika dostatecznie dużej dla otrzymania ciągłego przepływu wystarcza regulacja fazy napięcia siatkowego od 0 do 90^0, by uzyskać regulację napięcia od zera do pełnej wartości.

Kąt przepływu prądu przez każdy thyratron jest zawsze równy $\frac{2\pi}{p}$ i może on być przesuwany o kąt α W wypadku $\alpha = 90^0$ prąd płynący przez każdy thyratron składa się z równych sobie: składowej dodatniej i ujemnej, co daje zero napięcia wyjściowego. Średnia wartość napięcia wyjściowego prostownika może być wyrażona wzorem

$$E_{st} = \frac{pE_{max}}{\pi} \sin\frac{\pi}{p} \cos\alpha - D$$

Potrzebną wartość indukcyjności krytycznej dla warunków pełnego przewodzenia thyratronów, to jest bez opóźniania zapłonu, można określić, wychodząc z założenia, że tętnienie napięcia musi być wyrównane przez dławik. Chcąc otrzymać nieprzerywany przepływ prądu, wartość składową zmiennej prądu, przepływającego przez indukcyjność, musimy utrzymać poniżej wartości prądu stałego, pobieranego z prostownika. Warunek powyższy daje nam następujące zależności

$$\frac{p \cdot \omega \cdot L_{kr}}{R} > \frac{E_{zm}}{E_{st}} \text{ lub } \frac{\omega L_{kr}}{R} > 2p\,(p^2 - 1)$$

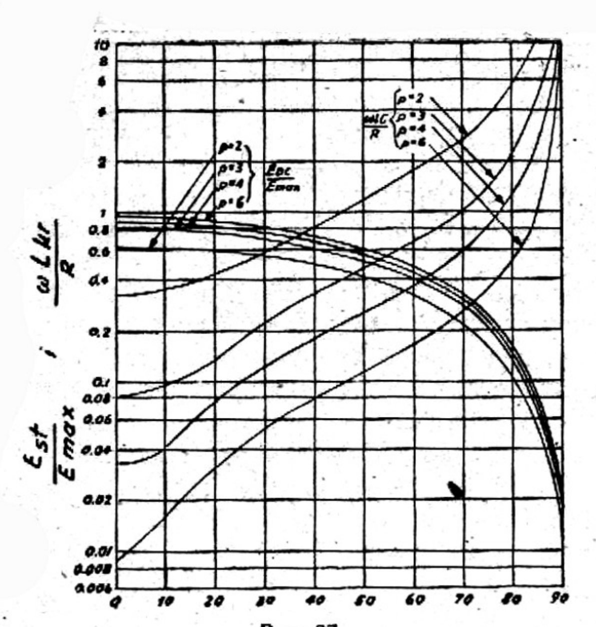
gdzie L_k — indukcyjność krytyczna, zaś R—opór obciążenia

Przy f = 50 otrzymujemy następujące wartości dla $\frac{L}{R}$

p	2	3	4	6
$\frac{L}{R}$	$\frac{1}{940}$	$\frac{1}{3760}$	$\frac{1}{9400}$	$\frac{1}{33000}$

Zależności $\frac{E_{st}}{E_{max}}$ i $\frac{\omega L_{kr}}{R}$ przy różnych ilościach faz p są podane w funkcji kąta opóźnienia zapłonu α na wykresach rysunku 27.

Dane z powyższego rysunku nie uwzględniają spadku napięcia D w thyratronie i wobec tego wartość $\frac{\omega L_{kr}}{R}$ należy pomnożyć przez $\left(1+\frac{D}{E_{st}}\right)$ zaś wartość $\frac{E_{st}}{E_{max}}$ podzielić przez ten sam współczynnik.



Rys. 27
Indukcyjność krytyczna i napięcie wyjściowe stałe w funkcji kąta opóźnienia α

Napięcie anodowe, niezbędne dla powstania zapłonu przy pewnym kącie α wyraża się wzorem

$$e_s = 2Emax \cos\left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p}\right) \sin \alpha$$

W prostownikach wysokonapięciowych spadek napięcia w thyratronach jest znikomo mały w porównaniu do napięcia wyprostowanego. Dla zmniejszenia napięcia zapłonu, siatki thyratronów w momencie zapłonu otrzymują znaczny potencjał dodatni.

Wartość indukcyjności krytycznej, niezbędnej dla utrzymania nieprzerywanego przepływu prądu z thyratronów, otrzymana z wykresów rysunku 27 musi być sprawdzona pod kątem dostatecznego wygładzenia tętnień napięcia oraz uniknięcia rezonansu z częstotliwością sieci. Ostatni warunek przy częstotliwości sieci f = 50 jest spełniony o ile iloczyn indukcyjności w henrach i pojemności w mikrofaradach jest nie mniejszy niż 30.

Równania i wykresy, podane dotychczas ważne są dla idealnego prostownika, nie posiadającego wewnętrznej indukcyjności. W rzeczywistości mamy zawsze do czynienia z pewną indukcyjnością rozproszenia transformatora anodowego, powodującą wspólną pracę 2 faz w ciągu pewnego czasu (kąt nakładania się 2 faz). Dla kątów $\alpha > 0$ w prostownikach o sterowanych siatkach kąt wspólnej pracy 2 faz jest mniejszy niż w prostownikach bez siatek sterujących, gdyż dzięki opóźnieniu zapłonu komutacja zachodzi przy wyższym napięciu anodowym.

Uwzględniając indukcyjny i omowy spadek napięcia w transformatorze anodowym dla układów prostujących półfalowych otrzymamy następujący wzór na napięcie wyprostowane

$$E_{st} = \frac{p \cdot Emax}{\pi} \cdot \sin\frac{\pi}{p} \cdot \cos\alpha - D - \frac{p \cdot X \cdot I}{2} - \frac{P_R}{I}$$

gdzie X — opór indukcyjny, występujący w jednej fazie prostownika przy komutacji;

I — skuteczny prąd fazowy wtórnego uzwojenia transformatora;

P_R — straty na ciepło Joule'a w każdym uzwojeniu.

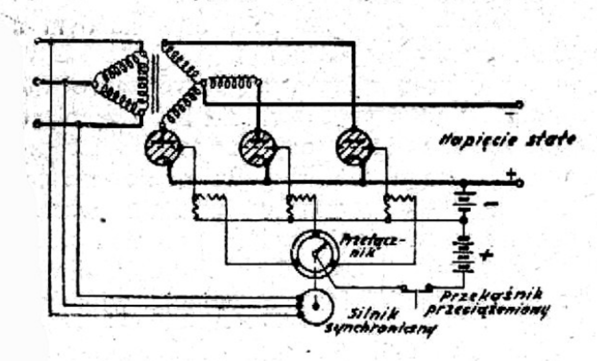
Transformator anodowy musi być zaprojektowany tak, by jego prąd zwarcia był ograniczony, a to ze względu na zapłony zwrotne w prostowniku. Z tego też względu napięcie zwarcia takich transformatorów posiada wartość większą niż w zwykłych transformatorach sieciowych. Poza tym stosuje się dodatkowe dławiki w szereg do każdej fazy uzwojenia wtórnego, umieszczane wewnątrz naczynia transformatora.

Należy stwierdzić, że indukcyjne obciążenie prostownika zwiększa możliwość powstawania zapłonów zwrotnych, gdyż przepływ prądu ustaje dopiero, gdy anoda osiągnęła już znaczne napięcie ujemne, a przestrzeń między elektrodami posiada dużą ilość dodatnich jonów. Trudności stąd wynikające nie występują póki prostownik nie pracuje w pobliżu dopuszczalnego maksymalnego napięcia zwrotnego. Należy wówczas utrzymać wartość indukcyjności filtru poniżej 5-krotnej wartości indukcyjności rozproszenia jednej fazy uzwojenia wtórnego.

Poza podanymi uwagami co do cech charakterystycznych pracy części składowych prostowników rtęciowych zostanie jeszcze omówiona sprawa sposobów sterowania siatek. W najprostszy sposób można to przeprowadzać, dając na siatki zmienne napięcia o amplitudzie większej niż krytyczne napięcie siatek, odpowiadające amplitudzie napięcia anodowego. Zmieniając fazę napięcia zmiennego na siatkach, zmieniamy punkt zapłonu i w ten sposób regulujemy napięcie anodowe. Zmienne napięcia dawane są na siatki za pomocą transformatora izolującego, gdyż siatki i katoda znajdują się na wysokim potencjale w stosunku do ziemi.

O ile punkt zapłonu ma być wyznaczony bardzo dokładnie i pożądane jest użycie szybko reagujących urządzeń przeciwprzeciążeniowych, siatki posiadają stały wysoki potencjał ujemny nie pozwalający na powstanie łuku. Każda siatka otrzymuje kolejno impulsy dodatkowego napięcia stałego. Zmiana fazy tych impulsów w stosunku do napięcia anodowego daje regulację chwili zapłonu. Impulsy dodatkowego napięcia stałego mogą być otrzymywane ze źródła prądu stałego w połączeniu z synchronicznie wirującym przełącznikiem lub też za pomocą transformatora impulsowego. W ostatnim wypadku przy regulacji napięcia nie potrzebne są części wirujące. Stosując wirujący przełącznik, zasilany ze źródła napięcia stałego, niezbędne przesunięcia fazowe otrzy-

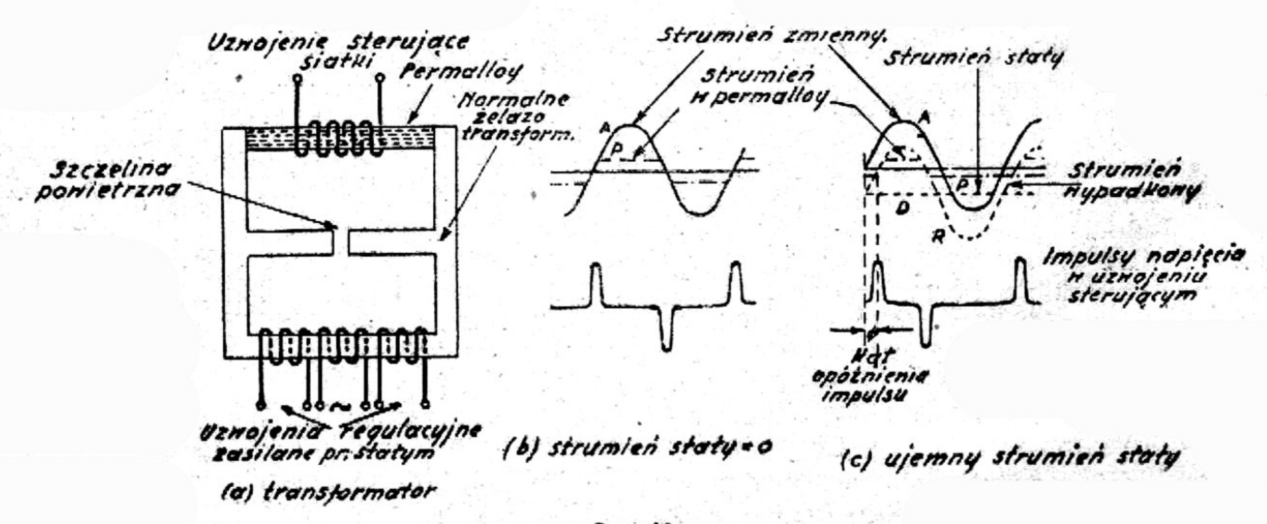
mujemy, zmieniając pozycję kątową tarczy z kontaktami. Zabezpieczenie przeciw przeciążeniu działa przez wyłączenie dodatnich impulsów napięcia na siatki, bo stałe ujemne napięcie siatek nie pozwoli wówczas na zapłon. Schemat tego rodzaju urządzenia sterującego podany jest na rys. 28.



Rys. 28
Regulacja napięcia za pomocą synchronicznie wirującego przełącznika

Rdzeń transformatora impulsowego (rysunek 29) posiada jeden bok wykonany z permalloy'u, w którym nasycenie zachodzi już przy niewielkiej wartości strumienia magnetycznego. W momencie gdy strumień zmienia znak, w części rdzenia, wykonanej z permalloy'u, następuje nagła zmiana strumienia i w uzwojeniu do wysterowania siatki zostaje indukowany, krótkotrwały impuls napięciowy.

Przy nasyceniu boku, wykonanego z permalloy'u, strumień magnetyczny zamyka się przez część środkową rdzenia ze szczeliną powietrzną. Dla zmiany fazy impulsu w uzwojeniu sterującym siatkę na strumień zmienny nakładany jest strumień stały. W tym celu specjalne uzwojenia na rdzeniu zasilane są prądem stałym. Strumień wypadkowy jest pokazany na rysunku 29 c i jak widać impuls napięciowy przy ujemnym strumieniu stałym, opóźnia się w porównaniu do warunków z rysunku 29 b. Dając dodatni strumień stały, otrzymamy wyprzedzanie fazy impulsu napięcia w porównaniu do warunków z rysunku 29 b. Impulsy napięciowe umożliwiają zapłon prostownika, a ponieważ strumień zmienny otrzymujemy z tego samego źródła co i zmienne napięcie anodowe, więc w ten sposób zmiana fazy zapłonu staje się możliwa przez zmianę składowej stałej strumienia. Powiększając tę składową ponad pewną wartość powodujemy nasycenie boku wykonanego z permalloy'u, impulsy napięciowe na siatkę w ogóle są indukowane i zapłon nie następuje. Metoda powyższa pozwala na regulację napięcia anodowego w sposób ciągły.



Rys. 28
Transformator impulsowy i jego działanie

Inż. Jerzy Ziółkowski

Postępy w dziedzinie radiolokacji

(Ciąg dalszy)

4. Morskie urządzenia radarowe typu P.P.I. (Shipborne Plan Position Indicator Radar).

Nazwa „Radar" określa specjalne urządzenia radiolokacji służące do wyznaczania położenia obiektów, nawet niewidocznych dla oka, przy pomocy fal radiowych. Nazwa ta została nadana tym urządzeniom w Ameryce. Podobno powstała ona z pierwszych liter wyrazów angielskich określających charakterystyczne właściwości urządzeń radarowych:

Radio Angle Direction and Range

— czyli zdolność określania przy pomocy fal radiowych kąta widzenia, kierunku i odległości danego obiektu. Nazwa Radar jest zwięzła i prawdopodobnie głównie dzięki temu została przyjęta przez ogół, wypierając właściwszy, forsowany przez Anglików, termin „Radiolokacja".

Zasada działania radaru jest znana już właściwie od roku 1886, kiedy to stwierdzono, iż fale radiowe podlegają zjawisku odbicia. Urządzenia radarowe powstały przy wspólnym wysiłku uczonych, inżynierów i techników w laboratoriach naukowych i fabrycznych. Prace nad tym zagadnieniem prowadzone już od szeregu lat przed wojną w tak potężnych państwach jak Ameryka, Anglia, Rosja, Francja, Niemcy i Japonia stały się z chwilą wybuchu wojny tym bardziej intensywne. I nie na próżno można powiedzieć, iż zwycięstwo w tej wojnie Państw Sprzymierzonych zostało osiągnięte dzięki nowym broniom, z których właśnie najważniejszą był radar.

Pierwszy ogromny sukces odniosła Anglia zwyciężając dzięki radarowi wroga w tak decydującej o losach świata „Battle of England".*) Specjalne ostrzegawcze urządzenia radarowe potrafiły wykryć odległe o setki kilometrów wrogie samoloty, obserwowały ich lot i dzięki temu pozwoliły przewidzieć prawdopodobny cel ataku. Radar kierował podczas dnia i nocy ogniem artylerii przeciwlotniczej, lotem samolotów pościgowych oraz koordynował współpracę tych broni w wielkich bitwach powietrznych toczących się w tym czasie nad Anglią.

Nie do pominięcia jest też rola tej nowoczesnej broni, jaką stanowi radar w okresie inwazji wojsk sprzymierzonych na ląd Europy. Opanowanie ogromnych sił powietrznych, morskich i lądowych, a przede wszystkim osiągnięcie zaskoczenia wroga wymagało doskonale zorganizowanej służby łączności i radiolokacji. I w tym zadaniu urządzenia radarowe zdały egzamin odnosząc w tej wojnie drugi wielki sukces.

Dwa decydujące momenty w historii tej wojny wypadły na korzyść Państw Sprzymierzonych dzięki użyciu przez nich radaru. Oczywiście nie można pominąć codziennej a tak ważnej pracy urządzeń radarowych w służbie przeciwlotniczej, w marynarce, w lotnictwie bojowym i w wojskach lądowych.

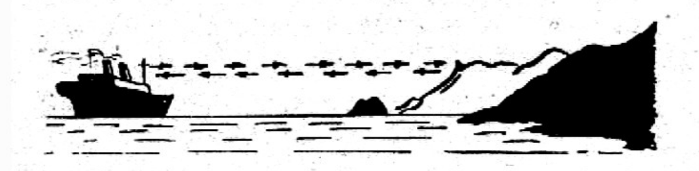
By sprostać tym wszystkim zadaniom stosowano cały szereg typów urządzeń radarowych. I gdy obecnie, mówiąc o radarze, najczęściej myślimy o urządzeniach, dających obraz otaczających przedmiotów, nie należy zapominać, że wiele innych urządzeń niemniej pomysłowych i ciekawych służyło poważniejszym zadaniom. Jak zresztą istotne dla nowoczesnego wyposażenia armii są urządzenia radarowe, można wnioskować po kosztach jakie poniosły w okresie wojny państwa walczące. Otóż Stany Zjednoczone A.P. w latach 1940 — 1945 wydały na wyprodukowanie 50 000 urządzeń radarowych około 3.000.000.000 dolarów, czyli średnio około 60.000 dolarów na jedno urządzenie!

Koniec wojny na pierwszy plan wysunął sprawę wykorzystania urządzeń radarowych w czasie pokoju. Znane są nam wiadomości z prasy donoszące o sondowaniu wszechświata radarem, o odebraniu fal odbitych od księżyca itp. — to są naukowe korzyści płynące z zastosowania fal radaru. Praktyczne zastosowanie radaru zostało urzeczywistnione w komunikacji: morskiej, powietrznej, nawet lądowej (kontrola ruchu pociągów w czasie mgły na dużych stacjach kolejowych). Modele odpowiednich urządzeń zostały opracowane i wykonane przez różne firmy zagraniczne produkujące sprzęt radarowy dla wojska. Urządzenia te sprawdzone i doświadczone w latach wojny gwarantują okrętom lub samolotom bezpieczeństwo podróży dotychczas nie osiągalne. Z jednym z tych urządzeń radarowych zapoznamy się bliżej. Firmą produkującą jest firma

*) bitwa o Anglię

angielska „Cossor", zajmująca się między innymi fabrykacją lamp oscylograficznych, oscylografów katodowych i innych urządzeń radiotechnicznych. Aparatura opisana przez nas przeznaczona jest dla niezbyt dużych okrętów handlowych. Została ona wypróbowana na pokładzie statku motorowego o pojemności 800 ton „Atlantic Coast".

Zasada działania radaru, jak wspomniano, polega na wykorzystaniu odbicia fal radiowych o przedmioty znajdujące się na drodze rozchodzenia fal.



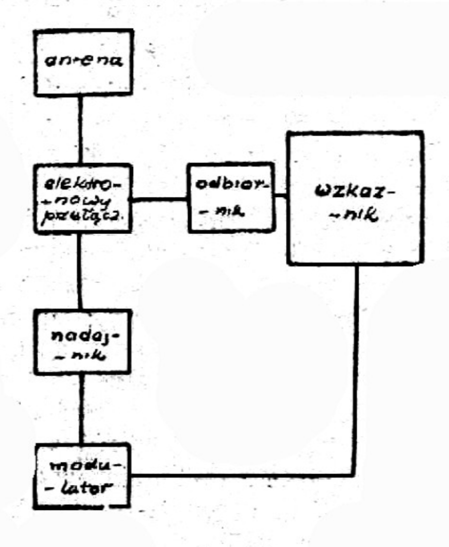
Rys. 1

Fale odbite wracające do miejsca, z którego zostały wypromieniowane, odebrane są przez urządzenia radarowe odbiorcze. Urządzenie odbiorcze na ekranie lampy oscylograficznej rysuje przy pomocy odebranych sygnałów rejestrowanych w postaci punktów świetlnych zarys otaczających statek przedmiotów.

Omawiane urządzenie radarowe składa się z następujących elementów:

a) urządzenia nadawczego wraz z modulatorem;
b) anteny wraz z doprowadzeniem;
c) urządzenia odbiorczego ze wskaźnikami
d) zasilania.

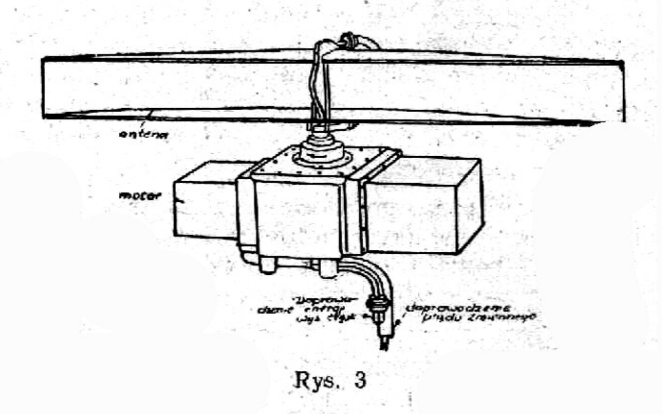
Współpracę wszystkich tych elementów wyjaśnia załączony rysunek blokowy.



Rys. 2

Nadajnik pracujący na falach bardzo krótkich rzędu kilku centymetrów wysyła impulsy fal elektromagnetycznych o długości każdego impulsu około 0.5 mikrosekundy. Ilość impulsów w ciągu 1 sekundy wynosi 1.000. Moc chwilowa każdego impulsu około 30 kilowatów. Sygnały te wysyłane przez nadajnik za pośrednictwem linii zasilającej doprowadzone są do anteny. Linia zasilająca ma budowę bardzo prostą. Energia elektryczna wysokiej częstotliwości doprowadzona jest do anteny rurą z blachy miedzianej o przekroju prostokątnym i wymiarach około 2.5×1 centymetr. Antena o budowie parabolicznej (Rys. 3) — wysyła energię fal elektromagnetycznych w postaci bardzo wąskiej wiązki promieni (kąt rozwarcia około 2°).

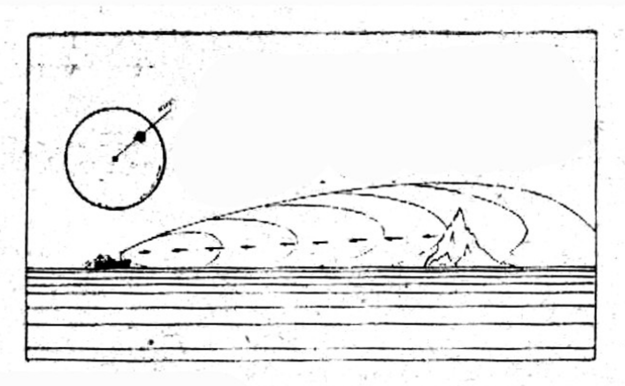
Obraca się ona w płaszczyźnie poziomej napędzana silnikiem elektrycznym prądu stałego. Ilość obrotów wynosi około 40 na jedną sekundę. Na skutek wirowania anteny energia fal elektromagnetycznych jest wypromieniowywana poziomo we wszystkich kierunkach. Fale napotykając na swej drodze przedmioty, o które ulegają odbiciu, wracają do anteny działającej w przerwie między impulsami jako antena odbiorcza urządzenia radarowego. Odebrane sygnały skierowane są za pośrednictwem elektronowego przełącznika



Rys. 3

do urządzenia odbiorczego. Odbiornik typu superheterodynowego, przetwarza odebrane sygnały i doprowadza je do wskaźnika. Głównym elementem wskaźnika jest lampa oscylograficzna, na ekranie której wiruje promień świetlny synchronicznie z ruchem anteny. Rozpatrzmy ten proces w pewnym momencie czasu.

Wyobraźmy sobie, iż przed okrętem znajduje się w pewnym kierunku góra lodowa (Rys. 4). Wysłana w tym kierunku fala elektromagnetyczna zostaje odbita i odebrana przez odbiornik. Odpowiednio na ekranie rury oscylograficznej zjawi się wzdłuż słabo świecącego promienia odpowiadającego kierunkowi góry lodowej punkt świetlny intensywnie świecący. Odległość tego punktu od środka obrazu odpowiada w pewnej skali odległości góry lodowej od okrętu. Ruch anteny da



Rys. 4

nam w rezultacie szereg obok siebie następujących punktów świetlnych tworzących zarys konturu napotkanej góry. Należy zaznaczyć, iż środek ekranu lampy oscylograficznej odpowiada położeniu naszego okrętu. Ekran lamy oscylograficznej jest zbudowany tak, by punkty ekranu naświetlone dawały fluorescencje o czasie trwania równym czasowi jednego obrotu anteny. W ten sposób następny obrót anteny może naświetlić punkty sąsiednie zapewniając uzyskanie rzeczywistego obrazu istniejącego dokoła statku.

(d. c. n.)

Inż. F. M.

Woltomierz diodowy

Po ogólnym omówieniu woltomierzy lampowych (Ra—4/5) podajemy Czytelnikom opis budowy woltomierza diodowego.

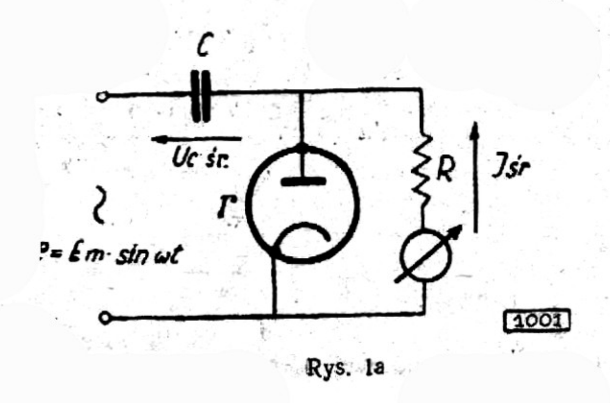
Spośród wielu typów, woltomierz diodowy posiada wiele zalet, jak n. p.: prosta konstrukcja, równomierny charakter skali (z wyjątkiem niskowoltowego zakresu), mały błąd dla szerokiego zakresu częstotliwości, mała zależność wskazań od napięcia zasilającego.

Wadą jego w porównaniu z innymi typami jest stosunkowo duży pobór mocy, co przy pomiarach źródeł o dużym oporze wewnętrznym gra pewną rolę.

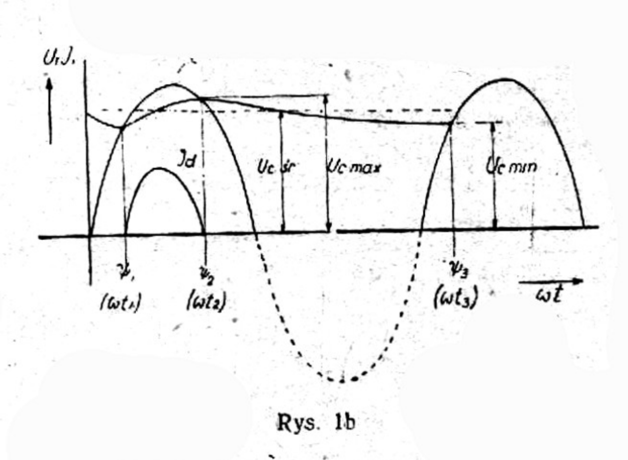
Działanie.

Teoria woltomierza diodowego rozwinięta jest na teorii prostownika jednokierunkowego (rysunek 1a).

Źródło prądu zmiennego **e** ładuje kondensator **C** przez opór wewnętrzny diody **r**. Po naładowaniu, w momencie, gdy napięcie źródła staje się mniejsze od napięcia na kondensatorze (rys. 1b), ten ostatni rozładowuje się przez opór zewnętrzny **R**. Stan równowagi ustali się wtedy, gdy ilość



Rys. 1a



Rys. 1b

elektryczności ładującej kondensator, równać się będzie elektryczności odpływającej do oporu **R**.

Czas rozładowania ($t_3 - t_2$), względnie kąt ($\psi_3 - \psi_2$) zależy od wielkości kondensatora **C** i oporu **R**. Kondensator wyładowuje się według krzywej wykładniczej tak długo aż napięcie na kondensatorze U_{min} zrówna się z napięciem źródła **e**. W tym momencie na skutek różnicy potencjałów (e — Uc) rozpoczyna się ładowanie kondensatora; ładowanie to trwa w czasie ($t_2 - t_1$) względnie w kącie ($\psi_2 - \psi_1$), to jest do momentu gdy napięcie źródła zrówna się z napięciem kondensatora $U_{c\,max}$

Kąt ($\psi_2 - \psi$) zwany **kątem ładowania** zależy od stałych **r, R, C** i w pewnej mierze od częstotliwości.

Na kondensatorze utrzymuje się napięcie pulsujące, którego wartość średnia

$$Uc_{śr} = \frac{Uc_{max} + Uc_{min}}{2} \qquad (1)$$

Ponieważ w szereg z oporem R włączony jest przyrząd prądu stałego, zatem prąd, który wskazuje przyrząd równa się

$$Iśr = \frac{Uc_{śr}}{R} = \frac{Uc_{max} + Uc_{min}}{2R} \quad . \; . \; . \; (2)$$

Zależność wskazań od częstotliwości.

Czas (kąt) rozładowania kondensatora ($\Psi_3 - \psi_2$) jest największy przy częstotliwości najniższej, zatem i średnie napięcie jest tu najniższe.

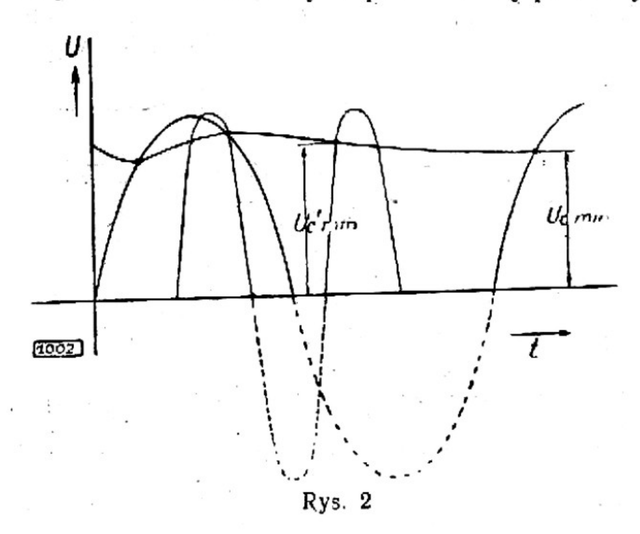
Zasadniczym czynnikiem jest tu stosunek stałej RC do $\frac{1}{\omega}$.

Im iloczyn RC jest większy od $\frac{1}{\omega}$, (im wyższa częstotliwość), tym bardziej płaską jest krzywa rozładowania, tym wyższa wartość napięcia Uc_{min} (rys. 2).

Przy częstotliwościach wyższych, gdy

$$RC >> \frac{1}{\omega}$$

krzywa rozładowania jest prawie linią poziomą.

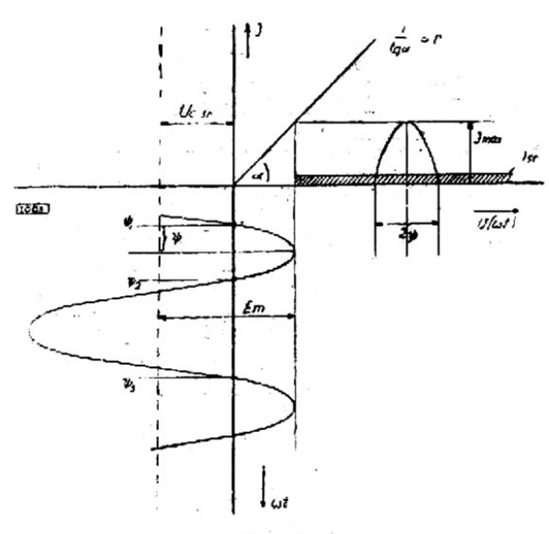


Rys. 2

Podobnie ma się sprawa z krzywą ładowania. Nachylenie krzywej ładowania zależy w pierwszym rzędzie od stosunku **rC** do $\frac{1}{\omega}$. Gdy stała **rC** jest mała w stosunku do $\frac{1}{\omega}$ krzywa ładowania jest stroma i zbliża się swym kształtem do krzywej napięcia mierzonego (odcinek sinusoidy).

Gdy $rC >> \frac{1}{\omega}$ wtedy krzywa ładowania staje się płaską i prawie linią poziomą.

W tym wypadku napięcie na kondensatorze jest stałe i słuszny będzie przebieg, jak na rys. 3.



Rys. 3

Jeżeli oznaczymy kąt ładowania

$$(\psi_2 - \varphi_1) = 2\psi$$

wtedy napięcie średnie równa się

$$Uc_{ś} = Em \, . \cos\psi \quad . \; . \; . \quad (3)$$

zaś prąd średni, który wskazuje przyrząd

$$Iśr = \frac{Em \, . \cos\psi}{R} \quad . \; . \; . \quad (4)$$

Gdy zatem $R >> \frac{1}{C\omega}$ **oraz** $r >> \frac{1}{C\omega}$ wtedy napięcie średnie nie zależy od pojemności kondensatora, a tylko od stosunku

$$\frac{R}{r} \; {}^{*)}$$

Obliczając średnią wartość prądu $I_{śr}$, **otrzymamy** ostatecznie wyrażenie:

$$\frac{R}{r} = \frac{\pi \, . \cos\psi}{\sin\psi - \psi \, . \cos\psi} \quad . \; . \; . \quad (5)$$

Z równania tego, znając stosunek $\frac{R}{r}$ potrafimy obliczyć kąt ładowania 2Ψ a zatem i napięcie średnie z równania (3).

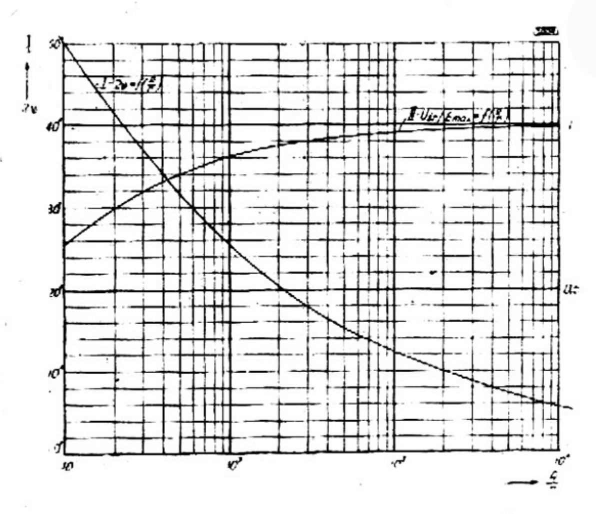
Dla $R >> r$, czyli dla małych kątów ψ po rozwinięciu wyrażenia (5) w szereg, otrzymamy:

$$\Psi \cong \sqrt[3]{\frac{3 \, . \, \pi}{R/r}} \cong 2{,}1 \sqrt[3]{\frac{r}{R}} \quad . \; . \; . \quad (6)$$

---

*) patrz: Krulisz, Zasady radiotechniki (T. I, r. IV).

Dla ułatwienia podaję wykres (rys. 4) wykonany na podstawie wzoru (5). Oprócz tego na wykresie mamy krzywą $\frac{U_{c_{śr}}}{E_m}$ w zależności od stosunku $\frac{R}{r}$



Rys. 4

Przy dużym stosunku $\frac{R}{r}$ kąt ładowania jest bardzo mały i napięcie średnie równe jest prawie amplitudzie napięcia mierzonego. Stąd nazwa takiego woltomierza — **woltomierz szczytowy** (peak — voltmeter).

Błąd jaki popełnimy przyjmując wskazania woltomierza za wartości amplitudy napięcia mierzonego wynosi:

$$p = \frac{E_{max} - U_{śr}}{E_{max}} = 2{,}2 \sqrt[3]{\left(\frac{r}{R}\right)^2} \quad . \; . \quad (7)$$

gdy n. p. R = 1000 . r

$p \cong 0{,}02 = 2\%$.

Przy częstotliwościach b. wysokich występuje dodatkowy błąd spowodowany bezwładnością ruchu elektronów. Mianowicie na przebycie drogi od katody do anody elektrony potrzebują pewnego czasu. Czas ten jest bardzo mały, ale przy wysokich częstotliwościach stanowi pewną część okresu danego przebiegu.

Zatem zanim elektrony dolecą do anody napięcie się zmieni, a przez to zmniejszy się ilość elektryczności ładującej kondensator. Średnie napięcie na kondensatorze zmniejszy się.

Błąd wywołany tym zjawiskiem obliczymy z następującego wzoru (wg Neergard'a)

$$\frac{\Delta U}{U_o} = \frac{21{,}1 \, . \, d}{\lambda \, . \, \sqrt{U}} \quad . \; . \quad (8a)$$

$$U_m = U_o \left(1 - \frac{\Delta U}{U_o}\right) \quad . \; . \quad (8b)$$

gdzie

Um = napięcie mierzone (wartość skut. w V.)
Uo = napięcie rzeczywiste (wartość skut. w V)
d = odległość katoda anoda w cm.
λ = fala w m.
U = amplituda napięcia mierzonego V.

np. dioda **6H6**

d = 0.4 mm . . 0.04 cm
$U = 3 \, . \, \sqrt{2} = 4{,}24$ V
λ = 20 m

$$\frac{\Delta U}{U_c} = \frac{21{,}1 \, d}{\lambda \, . \, \sqrt{U}} = \frac{21{,}1 \, . \, 0{,}04}{20 \, . \, \sqrt{4{,}24}} \approx 0{,}02$$

Zatem przy pomiarze napięcia 3 V i częstotliwości 15 Mc/s (λ = 20 m) przyrząd wskazuje z błędem 2%.

Jak widzimy, błąd jest tym większy im większa odległość między katodą i anodą i im krótsza fala.

Dla pomiarów na falach decymetrowych buduje się specjalne diody o b. małym odstępie katoda — anoda.

Dane lamp europejskich

SA 100 — d = 0.15 mm
AB_2, AB_1 — — d = 0.3 mm

Oprócz tego grają tu dużą rolę doprowadzenia, których indukcyjność wraz z pojemnościami tworzą obwody rezonansowe, wywołujące przepięcia i stąd błędy w pomiarach.

Są to jednak błędy, które występują przy wszystkich woltomierzach, dlatego na tym miejscu omawiać ich nie będę.

Przy częstotliwościach niskich napięcie średnie zależy również od kondensatora C. Obliczenie jest tu bardzo skomplikowane i należy wyjść z równań różniczkowych dla przebiegów nieustalonych.

Praktycznie pojemność dobiera się tak, aby stała czasowa RC była 5 do 10 razy większa od $\frac{1}{f}$

R — w omach
C — w Faradach
f = częstotliwość c/s
RC = (5 ÷ 10) $^1/_{50}$ = 0.1 — 0.2 sek.

Wtedy błąd nie przekracza około 2%—

Opór wewnętrzny woltomierza.

Z teorii wynika, że opór wejściowy woltomierza diodowego równa się

$$R_w \cong \frac{1}{3} R \quad . \; . \; . \quad (9)$$

Należy zatem stosować jak największe opory, a co za tym idzie b. czułe przyrządy. Stosuje się więc przyrządy od 30 ÷ 100 μ A, chociaż i przyrządy o poborze 0.5 mA są jeszcze dobre a z drugiej strony łatwiej dostępne.

Np. dla zakresu 100V przyrząd o poborze 100 μ A, opór wewnętrzny diody (6H6, AB2) około 1000 Ω

Opór roboczy będzie tu rzędu

$$R \cong \frac{U \cdot \sqrt{2}}{I_{śr}} = \frac{100 \cdot \sqrt{2}}{0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 1410000 \text{ omów}$$

$$\frac{R}{r} = 1410 \text{ z wykresu (rys. 4)}$$

$$\frac{U_{śr}}{E_m} = 0{,}98$$

$$U_{śr}' = 0{,}98 \cdot 100 \cdot \sqrt{2} = 138 \text{ V}$$

obliczamy R dokładniej

$$R = \frac{138}{0{,}1} \cdot 10^{-3} = 1380000\ \Omega$$

$$Rw = \frac{1}{3} \cdot 1380000 = 460000\ \Omega$$

$$\text{czyli } \frac{460000}{100} = 4600\ \Omega \text{ volt}$$

Przy częstotliwościach wyższych gra rolę opór pojemnościowy (pojemność diody), który powinien być możliwie duży (pojemność jak najmniejsza).

Dla uzupełnienia podaję jeszcze wzór na maksymalną wartość prądu płynącego przez diodę; (ma on decydujący wpływ na wybór typu diody)

$$I_{max} = 2.2 \sqrt[3]{\frac{R}{r}} \cdot I_{śr} \quad . . . \quad (10)$$

Zależności wskazań od kształtu krzywej napięcia.

Woltomierz nasz mierzy wartości szczytowe, a wycechowany jest w wartościach skutecznych (napięcia sinusoidalne)

$$U_{sk} = 0.707 \cdot E_m.$$

Przy przebiegach zniekształconych wartość skuteczna nie będzie odpowiadała wartości z powyższego wzoru.

Zależności wskazań od napięcia zasilania

Zmiana napięcia zasilania, wywołuje zmianę emisji katody, zatem i oporu wewnętrznego r, przez który ładuje się kondensator.

Ponieważ napięcie $U_{śr}$ zależy od stosunku $\frac{R}{r}$ zatem ze zmianą oporu „r" zmienia się wychylenie przyrządu.

Dla $R >> r$ zależność ta jest niewielka; Największy wpływ występuje przy najniższym zakresie.

Ustalić ten wpływ możemy odczytując wychylenie na najniższym zakresie pomiarowym w zależności od napięcia sieci.

W woltomierzu modelowym zmiana napięcia sieci o 25% dała błąd wskazania ok. 2%.

Pomiar napięć na źródłach o dużym oporze wewnętrznym.

Opór wewnętrzny źródła jest jakby dodatkowym oporem szeregowym, przez który ładuje się kondensator, stąd i wpływ na wskazania.

Poza tym należy zwrócić uwagę na fakt, że krótkotrwałe impulsy prądu ładowania powodują stosunkowo duże, chwilowe obciążenia co w pewnych wypadkach wywołuje spłaszczenie szczytu krzywej napięcia, wprowadzając zniekształcenie.

Prąd spoczynkowy diody.

Na skutek początkowej szybkości elektronów w obwodzie diody płynie prąd nawet bez zewnętrznego napięcia zmiennego. Prąd ten jest rzędu kilkudziesięciu mikroamperów i zależy zresztą od oporu zewnętrznego R.

Największa jego wartość występuje przy najniższym zakresie; powodując początkowe wychylenie przyrządu.

Prąd ten należy skompensować n.p. prądem tej samej wielkości, ale odwrotnego znaku, albo napięciem (rzędu 0,6 — 0,8V) skierowanym przeciwnie.

Charakter skali jest oprócz najniższego zakresu prostolinijny. Na zakresie rzędu kilku woltów gra rolę krzywoliniowa charakterystyka diody.

Wywody i wzory podałem dlatego, by wprowadzić Czytelników w fizyczne zasady działania takich woltomierzy. Na podobnej zasadzie oblicza się prostowniki, detektory diodowe, detekcję siatkową i t. p.

Poza tym wychodzę z założenia, że trudno jest dzisiaj nabyć przyrząd taki jak n.p. zastosowano w modelu, i radioamator korzystając z uwag i wzorów potrafi wykonać woltomierz z przyrządu jaki w tej chwili ma do swej dyspozycji.

Przykład:

Należy wykonać woltomierz o następujących danych:

zakresy

3, 12, 60, 120 woltów (wartości skuteczne)

częstotliwość

50c/s — 15Mc/s z błędem nie większym jak 2%

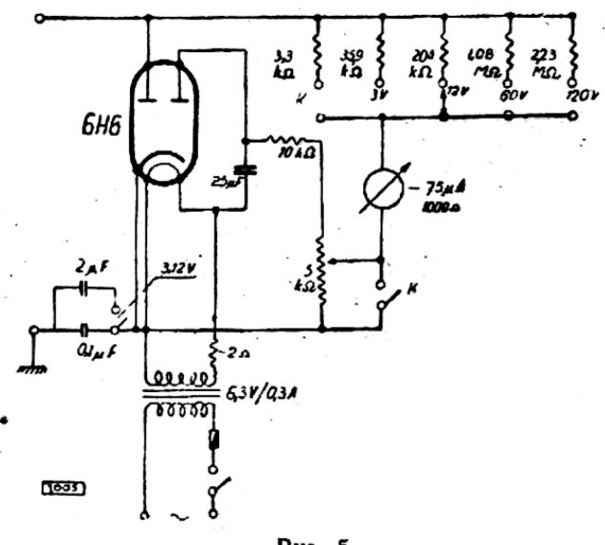
lampa

6H6 — d = 0,4 mm r — 1000 Ω

przyrząd

pobór 75 μA opór wewnętrzny 1000 Ω

Schemat jak na rys 5.



Rys. 5

Duodiodę zasilono z trasformatorka przez opór, zmniejszając w ten sposób napięcie żarzenia o ok. 10% (Powiększenie oporu diody r o ~ 10%)

W ten sposób przedłużymy życie lampy powiększając potem napięcie żarzenia w miarę zużycia.

Kondensator umieszczono w „przewodzie katody", zmniejszając w ten sposób szkodliwą pojemność „przewodu anodowego".

Dla wyższych napięć (zakres 60 i 120V), kondensator 2 μ F wyłącza się. W ten sposób uzyskujemy szybkie ustalenie się wskazówki co przy dużej pojemności trwa pewien czas (stała czasowa ok. 2 sek).

Kompensacja prądu spoczynkowego.

Wykorzystano tu obwód drugiej diody, która prostuje napięcie transformatorka (6V); część tego napięcia załączona jest na przyrząd przez potencjometr. Ten sposób ma tę zaletę, że nie zmniejsza czułości wypadkowej mikroamperomierza; ma jednak tę wadę, że na najniższym zakresie należy dokładnie uchwycić moment gdy wskazówka stanie na „0". Gdy powiększymy napięcie kompensujące wskazówka w dalszym ciągu pozostanie na „0" lecz działać teraz będzie dodatkowe napięcie, które zmieni wskazania (analogia z napięciem opóźniającym w automatyce). Pozycja „K" służy dla kontroli stanu emisji katody. Opór R, jest tak dobrany, że w normalnych warunkach wskazówka wychyla się na 4/5 skali. Gdy lampa się zużyje,.. względnie napięcie sieci jest za niskie (wzrost oporu r) przyrząd powinien wskazywać z błędem nie większym jak np. 2% na najniższym zakresie.

Przy kontroli wskazówka wychyla się na około 2/5 skali. Punkt ten ustalono w ten sposób, że obniżono napięcie zasilania tak, aż wychylenie zmniejszyło się na zakresie 3 Volt o 2%. Wtedy przełączono w pozycję „K" i zaznaczono np. czerwoną kreską położenie wskazówki na skali.

Przed każdym pomiarem najpierw przełącznik ustawiamy w pozycji „K" i jeżeli wskazówka wychyli się poza oznaczoną kreskę mamy gwarancję, że nie przekroczymy dodatkowego błędu. W przyrządzie modelowym dopuszczalne napięcie na sieci wynosiło około 170 Volt. (zamiast 220V).

Obliczenie oporów dokonano według wzorów i wykresu podanych powyżej. Należy pamiętać, że w tym układzie od średniego napięcia musimy odjąć wielkość napięcia kompensacyjnego. (~0,7V)

Zakres 3V.

$r = 1100\ \Omega \quad R\ \text{przyrz.} = 1000\ \Omega$

$$R = 36.000 + 1.000 = 37.000\ \Omega$$

$$\frac{R}{r} = \frac{37000}{1100} = 33{,}7$$

z wykresu 4.

$$\frac{U_{sr}'}{E_{max}} = 0{,}81$$

$$U_{sr}' = 3 \cdot \sqrt{2} \cdot 0{,}81 = 3{,}44\ V$$

Na przyrząd działa napięcie

$$U_{sr}' - \triangle U = 3{,}44 - \sim 0{,}7 = 2{,}8$$

$\triangle U$ — napięcie kompensacyjne)

$$R = \frac{2{,}8}{75\ 10^{-6}} = \sim 37000\ \Omega$$

Podobnie obliczamy dla innych zakresów t. zn. najpierw zakładamy orientacyjną wartość i kolejno przybliżamy.

W praktyce ponieważ i tak radioamator nie posiada dokładnych oporów, obliczamy wielkości w przybliżeniu, dobierając eksperymentalnie opory w czasie cechowania. Cechujemy prądem zmiennym 50 c/s. jaki posiadamy w sieci oświetleniowej.

Nowoczesne radioodbiorniki ZSRR

Odbiornik „Leningrad”

(Dokończenie)

Konstrukcja odbiornika.

Odbiornik wbudowano w elegancką skrzynkę z polerowanego orzecha. Rozmiary, forma i wykończenie skrzynki przewidziano dla wysokiej jakości odtworzenia dźwięku. Skala odbiornika zrobiona z materiału przeźroczystego (szkła organicznego). Oświetlenie skali sztorcowe dzięki czemu, na skutek wewnętrznego odbicia światła wszystkie napisy uwypuklają się plastycznie na ciemnym tle. Skala wykonana w ten sposób jest bardzo efektowna, czym odróżnia się dodatnio od mdłych drukowanych skal.

W odbiorniku zastosowano specjalnie zaprojektowaną tkaninę dekoracyjną. W celu maksymalnego uproszczenia produkcji pewne zespoły elementów, stanowiące zwartą całość, skonstruowane są z części powtarzających się.

Ponieważ elektrycznie i konstrukcyjnie odbiornik 1-ej klasy jest skomplikowanym aparatem, postarano się ułatwić jego taśmową produkcję.

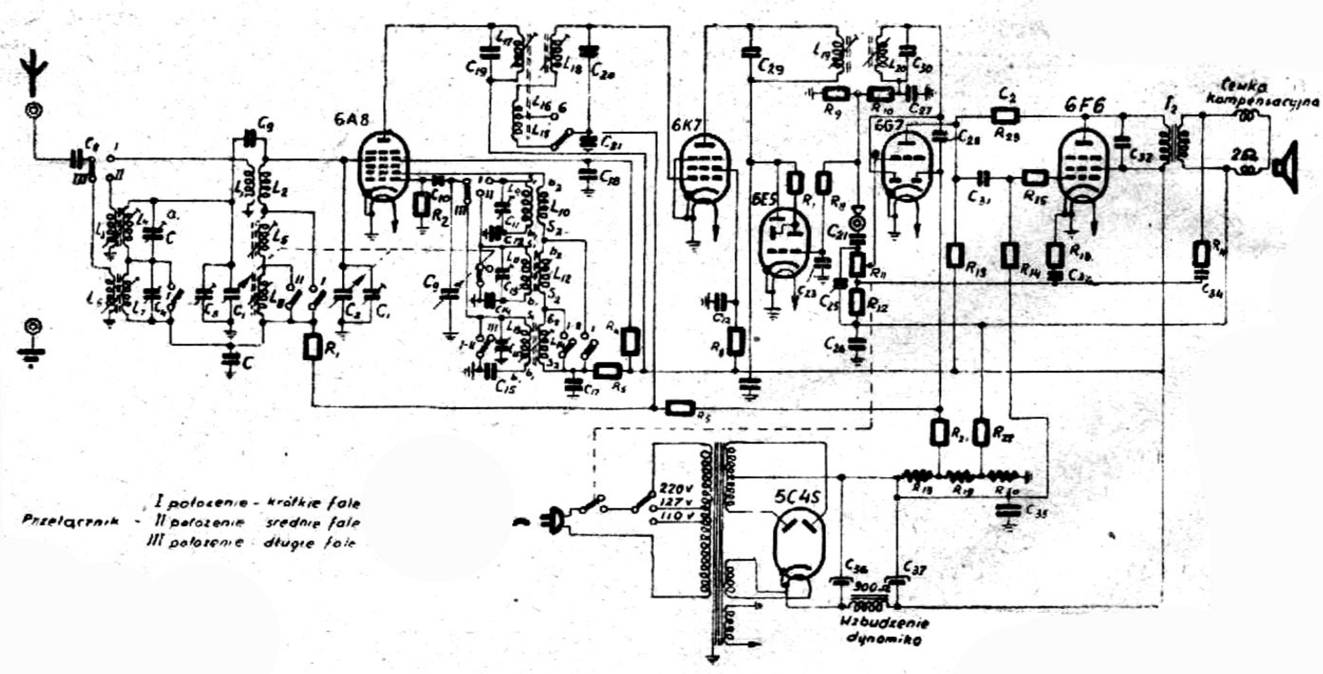
W tym celu cały odbiornik rozbito na kilka samodzielnych bloków, które montuje się i reguluje oddzielnie. Gotowe bloki składa się w jedną całość. Zebrany odbiornik przechodzi tylko nieznaczną dodatkową regulację, a następnie poddany jest dokładnemu sprawdzeniu. Część wysokiej częstotliwości, filtr niskiej częstotliwości, układ klawiszowy wydzielono jako zupełnie samodzielne zespoły.

Dla elektrycznej regulacji poszczególnych części odbiornika skonstruowano specjalne pomiarowe kontrolno-regulujące przyrządy.

Radioodbiornik Wefsuper M-557.

Odbiornik Wefsuper M-557, wyrabiany w fabryce WEF w Rydze, jest odbiornikiem popularnym średniej klasy. Odznacza się oryginalną formą skrzynki, eleganckim wykończeniem przedniej deski i kolorową okrągłą skalą. Dzięki istnieniu zakresu krótkofalowego, wystarczającej mocy na wyjściu i dużej czułości można w ciągu prawie całej doby odbierać główne stacje europejskie i sowieckie, z siłą, wystarczającą dla dużego pokoju.

Odbiornik skonstruowany jest w zwykłym układzie superheterodyny i pracuje na pięciu lampach metalowych. Celem podwyższenia selektywności i osłabienia fali lustrzanej na długich i średnich falach, w odbiorniku umieszczono 2 obwody między anteną i przemianą częstotliwości.



Schemat odbiornika Wefsuper M-557

Wzmocnienie częstotliwości pośredniej dokonywuje się w lampie 6K7. W pierwszej parze obwodów pośredniej częstotliwości przewidziano możliwość zmiany sprzężenia. Pozwala to zmieniać szerokość pasma przepuszczanych częstotliwości od trzech do sześciu kc/sek. Dla dokładnego strojenia zastosowano wskaźnik optyczny (lampa 6E5). We wzmacniaczu niskiej częstotliwości zastosowano ujemne sprzężenie zwrotne dla wyrównania charakterystyki częstotliwości i zmniejszenia zniekształceń nieliniowych. Zasadnicze parametry odbiornika: ilość zakresów — 3 : 150 — 450 kc/sek (2000 do 666 m.), 518 — 1525 kc/sek (571 — 196 m.) i 4,28 — 12,1 Mc/s (70 — 24,8 m.); pośrednia częstotliwość — 469 kc/sek.

Czułość (przy 0,1 nominalnej mocy na wyjściu) dla krótkich fal 250μV, — dla średnich 200μV i dla długich fal 150μV. Selektywność (osłabienie wzmocnienia przy odstrojeniu na 10 kc/sek). przy wąskim paśmie — 30 db i przy szerokim — 20 db. Zniekształcenia częstotliwości na całej drodze od wejścia do wyjścia $\pm$ 10 db przy szerokości pasma odtwarzanego 40-3500 c/sek, względnie 40—6000 c/sek. przy rozszerzonym paśmie, Wielkoć mocy niezniekształconej na wyjściu — 3W (przy współczynniku chrypienia do 10%). Moc pobierania z sieci — 60W. Rozmiary odbiornika: 480 x 250 x 315 mm. Waga odbiornika — 10,4 kg.

Fabryka WEF opracowała specjalną podstawkę z motorkiem i adapterem. Po otwarciu frontowej ścianki podstawki, wysuwa się penel z tarczą patefonu. Piezoelektryczny adapter zapewnia wysoką jakość dźwięku.

Ustawienie odbiornika na podstawce wymaga tylko niewiele dodatkowego miejsca.

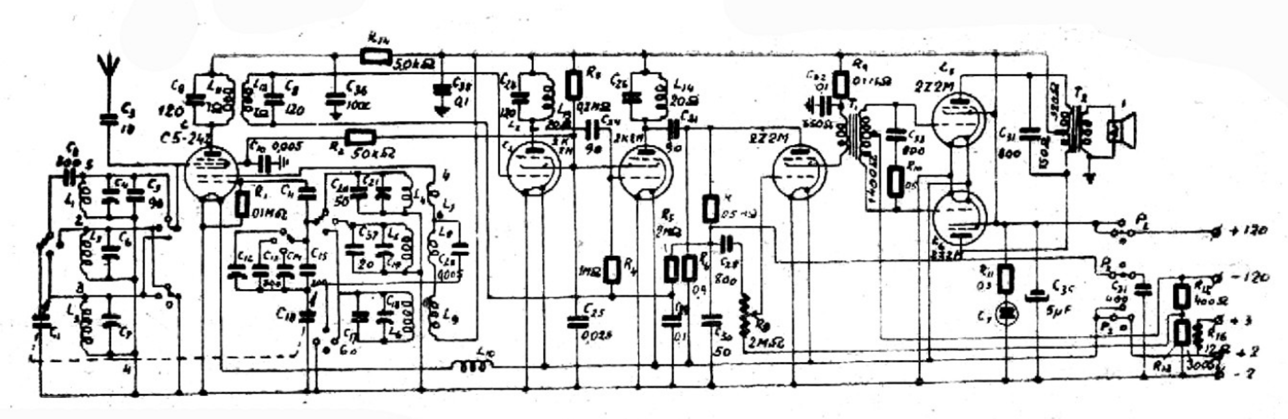
Odbiornik bateryjny „Rodina".

(wg Wiestnik Elektropromyszlennosti Nr 7. 1946)

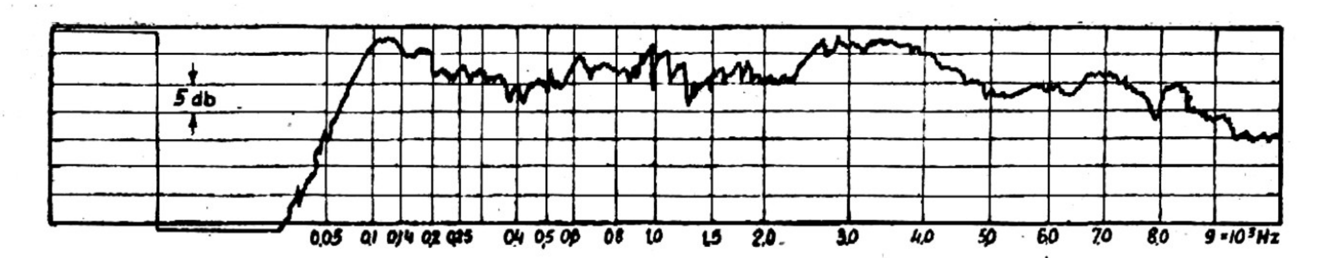
Odbiornik „Rodina" został opracowany w miesiącach maj-lipiec 1945 r. Przed konstruktorami postawiono zadanie stworzenia ekonomicznego bateryjnego odbiornika, o niewysokiej cenie, odznaczającego się wysoką czułością, mocą wyjściową wystarczającą do obsłużenia na głośnik niewielkiego pokoju i łatwym strojeniem. Konstrukcja obiornika powinna dać możliwość szybkiego rozwinięcia masowej produkcji.

Układ odbiornika.

Odbiornik zbudowany został w układzie superheterodynowym (Rys. 1). Zawiera on 6 lamp. Wejście odbiornika składa się z jednego rezonansowego obwodu, sprzężonego z zewnętrzną anteną za pomocą pojemności C_3. Pierwsza lampa L_1, to mieszacz w obwodzie anody, którego włączono filter wstęgowy C_8 L_{11} i C_9 L_{12}. Druga lampa L_2, to pierwszy stopień wzmocnienia pośredniej częstotliwości. W obwód jej anody włączono pojedynczy obwód rezonansowy C_{23} L_{13}. Anoda lampy pierwszego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości sprzężona jest poprzez pojemność C_{24} z siatką lampy L_3 drugiego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości. W obwodzie anodowym drugiego stopnia znajduje się obwód rezonansowy C_{26} L_{14}, taki sam jak w pierwszym stopniu. Z drugiego stopnia wzmacniacza pośredniej częstotliwości poprzez pojemność C_{27} podaje się napięcie na diodowy detektor L_4. Jako dioda użyta jest katoda-anoda lampy 2K 2M. Siatka ekranująca pracuje jako anoda wzmacniacza niskiej częstotliwości; w jej obwodzie włączony jest transformator T_1, sprzęgający pierwszy stopień wzmocnienia niskiej częstotliwości z siatkami lamp wyjściowych L_5 i L_6. Stopień wyjściowy odbiornika ma układ przeciwsobny. Lampy pracują w klasie B. W nieobecności sygnałów lampy stopnia (wyjściowego są zablokowane i praktycznie przez lampy wyjściowe nie płynie prąd anodowy. Ta osobliwość układu pozwoliła znacznie zmniejszyć straty energii na zasilenie anod. Na wyjście odbiornika załączono dynamiczny głośnik typu 2 GDM-3. W odbior-



Rys 1



Rys. 2

niku znajduje się automatyczna regulacja wzmocnienia, która działa w ten sposób, że ujemne napięcie, otrzymane po detekcji na oporze R_6 podaje się przez filtr R_5 i C_{29} na siatki sterujące lamp L_2 i L_3. Regulacja siły głosu odbywa się przy pomocy potencjometra R^8 przyłączonego poprzez pojemność C_{28} i filtr wysokiej częstotliwości R_7 i C'_{30} do roboczego detektora (R_6).

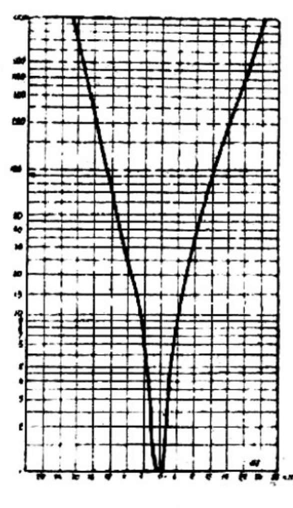
Włączenie odbiornika i zmiana barwy dźwięku (zmiana szerokości wstęgi przepuszczanej przez wzmacniacz niskiej częstotliwości) za pomocą trzysekcjowego przełącznika P_2. W dolnym położeniu przełącznika rozwarte są obwody zasilania anod i żarzenia. W środkowym położeniu odbiornik jest włączony, a barwa głosu niska (wstęga wąska). W położeniu górnym barwa głosu jest wysoka. Zmiana przepuszczanego pasma dokonuje się przez przyłączenie kondensatora C'_{31} równolegle do pojemności filtra C_{30}. Dla kontroli stopnia zużycia baterii anodowych służy wskaźnik neonowy L_7, którego napięcie zapłonu leży około 80 V, t. j. przy tym napięciu granicznym, przy którym odbiornik powinień pracować. Przy obniżeniu napięcia anodowego poniżej 80 V lampa gaśnie, sygnalizując konieczność zmiany źródła napięcia anodowego. Jak pokazała praktyka dla odbiorników bateryjnych ważne jest posiadanie świetlnego wskaźnika włączenia, aby uniknąć bezcelowego zużycia źródła zasilania. Lampka neonowa służy zarazem do tego celu.

Dane charakterystyczne odbiornika

Odbiornik ma trzy zakresy: długofalowy od 2000 — 733 metrów (150 — 409 Kc/s), średniofalowe od 545 — 200 m. (550 — 1500 Kc/s), krótkofalowe od 32,6—24,6 m. (9,17—12,2 Mc/s). Na krótkich falach wybrano zakres zwężony celem maksymalnego uproszczenia odbiornika i ułatwienia strojenia przez mało kwalifikowanego słuchacza. Wybrane zakresy obejmują główne stacje radiofoniczne. Częstotliwość pośrednia 460 Kc/s leży między zakresem średniofalowym i długofalowym. Zasilanie odbiornika z baterii anodowej o napięciu 120 V i baterii żarzenia o napięciu 2 V. Zużycie prądu wyższego napięcia wynosi ogółem około 6mA, zaś napięcia niskiego 0,46A. Pod względem oszczędności w zużyciu energii baterii anodowych odbiornik „Rodina" góruje nad wszystkimi innymi znanymi odbiornikami tej klasy.

Przemysł wyrabia specjalnie dla zasilania żarzenia odbiorników ogniwa z powietrzną depolaryzacją typu 6 — SMWD, o pojemności 150 amperogodzin i napięciu początkowym 1,4V.

Napięcie potrzebne dla żarzenia lamp odbiornika równa się 2 V, możliwa jednak jest praca przy napięciu od 2,3 do 1,7 V. Przy szeregowym połączeniu dwóch ogniw napięcie początkowe, równe 2,8, stopniowo zmniejsza się. Nowe baterie, których napięcie leży powyżej 2,3 V, należy włączać przez opór redukcyjny (do zacisków + 3 i + 2 listewki zasilania). Kiedy napięcie spadnie poniżej 2,3 V, należy dodatni biegun przełączyć z zacisku 3 na zacisk 2 listewki zasilania.



Rys. 3

Moc wyjściowa odbiornika, jak pokazały badania i doświadczenia eksploatacji jest zupełnie wystarczająca dla zapewnienia odbioru na głośnik w mieszkalnym pokoju średniej wielkości. Zniekształcenia pełnego kanału elektrycznego

zmierzono przy różnych napięciach anodowych. Jeżeli przyjmiemy jako maksymalną wielkość zniekształceń 10 proc., to maksymalna moc odbiornika przy napięciu anodowym 120 V wynosi 180 mW. Dla tej klasy odbiorników jednak słuszniej byłoby przyjąć maksymalną wielkość zniekształceń 15 proc., a wtedy maksymalna moc będzie około 260 mW.

Zniekształcenia częstotliwości w paśmie 200 — 3500 c/s leżą w granicach ± 4 db. Głośnik typu dynamicznego — magnes ze stopu żelazo — nikiel — aluminium. Indukcja w szczelinie rzędu 4500 G. Charakterystykę zniekształceń częstotliwości i czułości, głośnika określa wykres na rys. 2. Zniekształcenie nieliniowe, głośnika scharakteryzowane przez współczynnik chrypienia, przy mocy 100 mVA wynoszą około 1,5 proc. zaś przy mocy 1500 mVA około 12 proc.

Krzywa selektywności odbiornika pokazana na rys. 3. Z niej widać, że przy odchyleniu częstotliwości o 10 c/s od rezonansu, wzmocnienie odbiornika jest w przybliżeniu 45 — 50 razy mniejsze.

Należy także wspomnieć o dużej stałości nastrojenia odbiornika przy jego nagrzewaniu się. Zmiana częstotliwości nastrojenia na skutek nagrzania się w ciągu pierwszych 30 minut po włączeniu odbiornika nie przewyższa 300 c/s na fali 23 m.

opracował inż. J. BORECKI

Przegląd schematów

Podajemy dwa układy nie najnowsze wprawdzie, ale ciekawe ze względu na rozwiązania.

Schemat Nr 18: Siemens WLK/36 a WLK. Odbiornik zasadniczo super na falach średnich i długich, na krótkich pracuje jako jednoobwodowa dwójka.

Pierwsza lampa — ekranówka — pracuje jako oscylator i stopień mieszający. Jest to układ (mieszanie sumujące) stosowany powszechnie w latach, gdy nieznano jeszcze lamp wielosiatkowych w rodzaju oktod, heksod-triod i t.p.

Obwód oscylatora jest wspólny dla obu zakresów, na skutek czego w obwodzie anodowym znajduje się filtr wstęgowy przełączalny na różne częstotliwości pośrednie. Dla fal średnich f=232 kc/s dla fal długich f=500 kc/s.

Na falach krótkich pracuje odbiornik jako jednoobwodowa dwójka, kondensator strojony z obwodu wejściowego.

Lampa druga również ekranówka jako detektor siatkowy; w stopniu wyjściowym pentoda głośnikowa.

Schemat Nr 19: Super Siemens 85 W, w luksusowym wykonaniu, zaopatrzony w dwa głośniki specjalnie na niskie i wysokie tony.

3 zakresy fal, częstotliwość pośrednia 468 względnie 473 kc/s.

W obwodzie anteny filtr nastrojony na częstotliwość pośrednią.

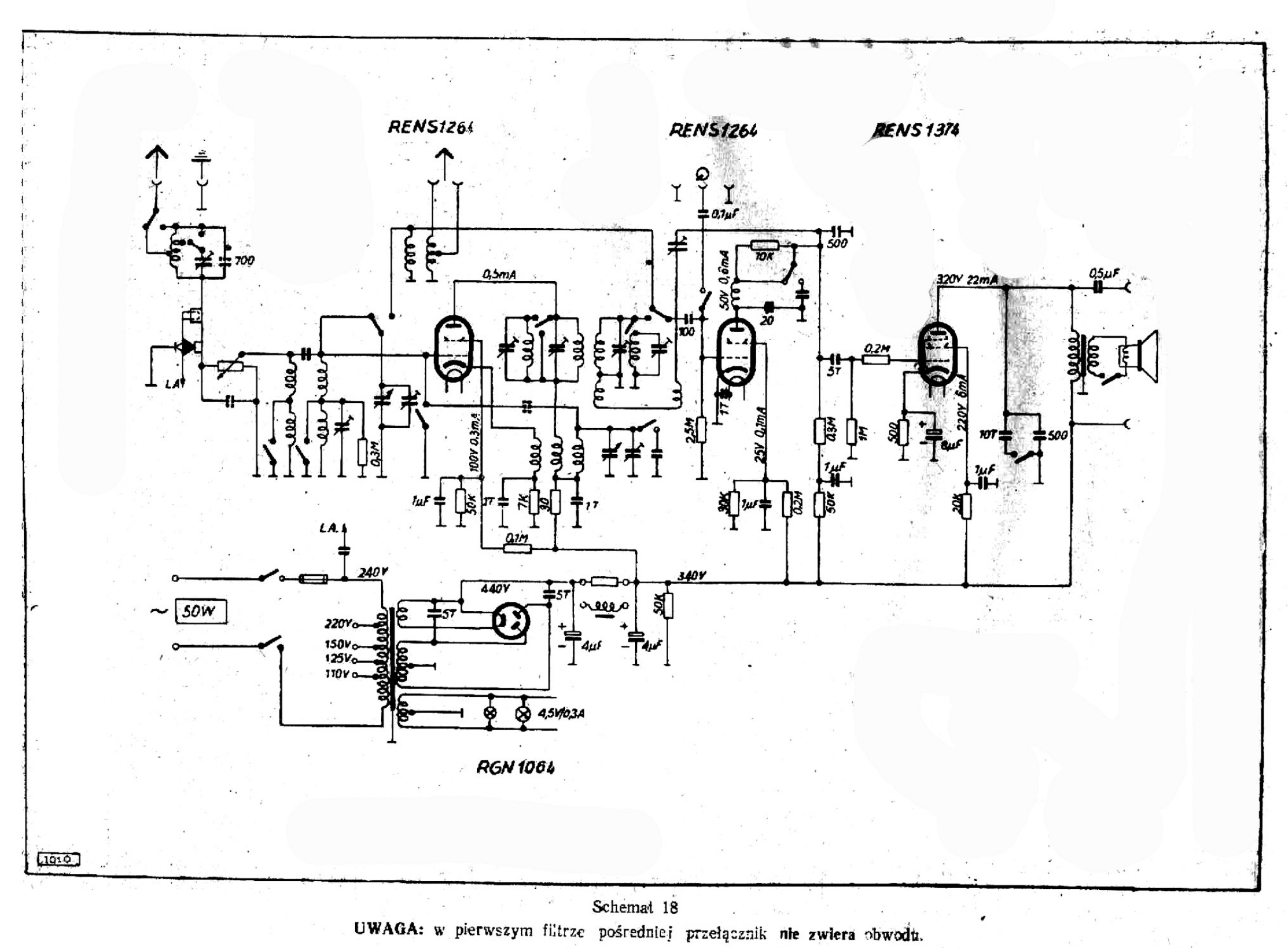
Lampa pierwsza heksoda-trioda jako mieszacz. W stopniu drugim duodioda pentoda jako wzmacniacz pośredniej. Diody wykorzystane dla tonu i automatyki. W obwodzie anodowym wskaźnik dostrojenia.

Prądy niskiej częstotliwości poprzez filtr oporowo-pojemnościowy doprowadzone są do potencjometra — regulatora siły. Równolegle do niego włączony jest regulator barwy tonu. Następne stopnie to wzmacniacz napięciowy na pentodzie i wzmacniacz mocy na 18 watowej pentodzie. W obwodzie anodowym tej lampy włączone są dwa głośniki, których uzwojenia wzbudzenia służą jako dławiki filtru sieciowego.

Gwizdy interferencyjne tłumi filtr w obwodzie anodowym lampy końcowej. Zastosowana jest ujemna reakcja służąca równocześnie dla podkreślenia basów (głównie przy odtwarzaniu płyt).

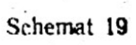
Obwód rezonansowy szeregowy zwierający prądy niskiej częstotliwości zmniejsza ujemną reakcję, powiększając tym samym wzmocnienie na niskich tonach w porównaniu z tonami wyższymi.

Stopień wzmocnienia basów reguluje się oporem połączonym w szereg z indukcyjnością.



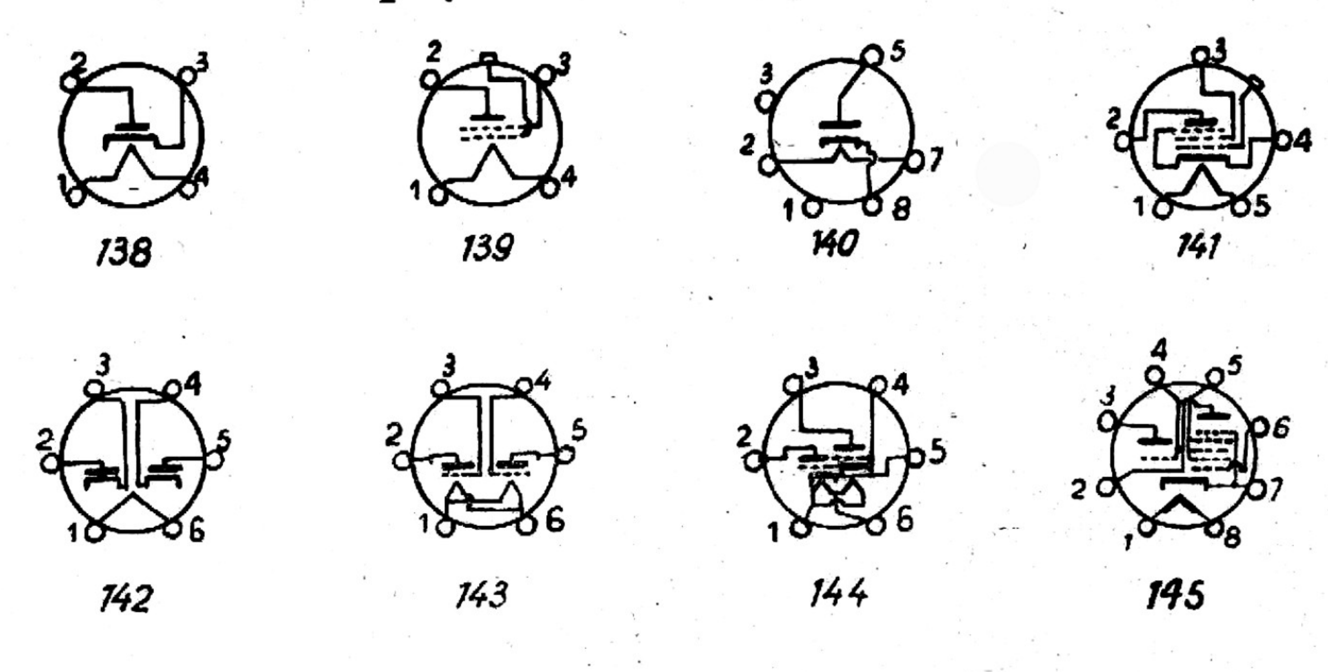
Schemat 18

UWAGA: w pierwszym filtrze pośredniej przełącznik **nie zwiera** obwodu.



Schemat 19

Lampy amerykańskie



W poprzednim numerze (7) naszego miesięcznika w tabeli lamp amerykańskich w rubryce „Cokół“ podano niewłaściwe oznaczenia, co obecnie prostujemy.

Typ	Cokół	Typ	Cokół	Typ	Cokół	Typ	Cokół
7A4	— 119	7E6	— 136	7W7	— 131	12E5GT	— 95
7A5	— 120	7E7	— 126	7Y4	— 118	12H6	— 107
7A6	— 122	7F7	— 125	7Z4	— 118	12J5GT	— 80
7A7	— 135	7G7	— 135	12A	— 52	12J7G	— 108
7A8	— 134	7H7	— 135	12A5	— 123	12K7G	— 108
7B4	— 119	7J7	— 128	12A6	— 105	12K8	— 115
7B5	— 121	7K7	— 130	12A7	— 124	12Q7G	— 89
7B6	— 136	7L7	— 135	12A8G	— 77	12SA7	— 117
7B7	— 135	7N7	— 125	12AH7GT	— 129	12SC7	— 132
7B8	— 137	7Q7	— 127	12B7	— 135	12SF5	— 101
7C5	— 120	7R7	— 126	12B8GT	— 133	12SF7	— 106
7C6	— 136	7S7	— 128	12C8	— 90	12SG7	— 111
7C7	— 135	7V7	— 135	12E5GT	— 80	12SH7	— 113

Uwaga: Lampy typu 7 posiadają te same grzejniki co i seria 6, mogą zatem pracować w zakresie kresie 6 do 7 woltów. Podobnie lampy serii 14 — odpowiadają serii 12. Różnią się tylko cokołami. (Lock-in, loktal).

Typ	Rodzaj	Zastosowanie	Cokół	Uż V	Iż A	Ua V	U_{s1} V	U_{s2} V	U_{s3} V ($U_{s}+_{s}$)	Ia mA	I_{s2} mA ($I_{s3}+_{s}$)	S (Sc) mA/V	K V/V	Ri Ω,Meg	Ra Ω,Meg	Pw W	Pa W	Uwagi
12SJ7GT	4	1 7W	79	12 6	0 15	250	– 3 0	100	—	3 0	0 8	1.65	2500	—	—	—	—	
12SK7GT	4	1	79	12 6	0,15	250	— 3,0	100	—	9 2	2 4	2 0	1000	—	—	—	—	
12SL7GT	2+2		112	12.6	0,15	250	— 2 0	-	—	2.3	—	1.6	70	—	—	1,0	—	
12SN7GT	2+2	7	112	12 6	0 3	300	— 8 0	—	-	9,0	—	2.6	20	—	-	1,5	—	
12SQ7GT/G	1+1+2	6+7W	116	12 6	0,15	250	— 2 0	—	—	0 8	—	1.1	100	91000	—	—	—	
12SR7	1+1+2	6+7W/T	116	12 6	0 15	250	— 9,0	—	—	9 5	—	1.9	16	8500	—	0,3	—	
12Z3	9	12	138	12 6	0 3	250	—	—	-	60 0	—	—	—	—	—	—	—	
*14A4	2	9	119	14	0 16	250	— 8 0	—	—	9 0	—	2 6	20	7700	—	—	—	
*14A5	4	9	120	14	0 16	250	– 12 5	250	—	32.0	5.0	3,0	—	—	7500	2,5	—	
*14A7/12B7	4	1	135	14	0.16	250	– 3 0	100	—	9,2	2.6	2 0	—	—	--	—	—	
14B6	1+1+2	6+7	136	14	0 16	250	— 2 0	-	-	0.9	—	1 1	100	91000	0,25	—	—	
*14B8	6	2+3	137	14	0 16	250	— 3,0	100	—	3 5	2.7	0 55	—	—	—	—	—	
*14C5	4	9	120	14	0 25	250	—12 5	250	—	47 0	7.0	4 1	—	—	5000	4,5	—	
*14C7	4	1	135	14	0 16	250	— 3 0	100	—	2,2	0,7	1 57	—	2	—	—	—	
*14E6	1+1+2	6+7	136	14	0.16	250	— 9,0	—	—	9 5	—	1 9	16	8500	—	0,3	—	
*14E7	1+1+4	6+1	126	14	0 16	250	— 3 0	100	—	7 5	1 6	1.3	—	—	—	—	—	
*14F7	2+2	7W	125	14	0 16	250	— 2,0	—	—	2 3	—	1 6	70	44000	—	—	—	
*14H7	4	1	135	14	0 16	250	— 2 5	150	—	9 5	3.5	3 8	—	0,8	—	—	—	
*14J7	2+5	2+3	128	14	0 16	250	— 3.0	100	—	1 4	2 8	0.31	-	—	—	—	—	
						150	— 3 0	—	—	7,5	—	1.35	14	—	—	—	—	Trioda
*14N7	2+2	7	125	14	0.32	250	— 5 5	–	—	2,4	—	2 6	20	7700	50000	—	—	
*14Q7	6	2+3	127	14	0 16	250	— 2 0	100	—	3 5	8.5	0 55	—	—	—	—	—	
14R7	1+1+4	6+1	126	14	0 16	250	— 1.0	100	—	5.7	2,1	3.2	—	—	—	—	—	
14S7	2+6	2+3	145	14	0,16	250	- 2 0	100	—	1 8	3,0	0.52	—	—	—	—	—	
						100	0	—	—	6 5	—	1,65	18	—	—	—	—	Trioda
14W7	4	1	131	14	0 25	300	— 2,0	150	—	10 0	3,9	5 8	—	—	—	—	—	
15	4	1	141	2	0 22	67,5	— 1 5	67 5	—	1 8	0,3	0 71	450	0,63	—	—	—	
18	4	9	153	14	0,3	250	—16,5	250	—	34,0	7 5	2.35	185	—	7000	3,4	—	
19	2+2	103	143	2	0,26	135	0		—	2×5 0	—	—	—	—	10000	2,1	—	
20	2	9	52	3,3	0 132	135	—22 5	—	—	6,5		0 525	3 3	—	6500	0,11	—	
21A7	2+5	2+3	128	21	0,16	250	- 3.0	100	—	1 3	2 8	0 275	—	—	—	—	—	
						150	— 3,0	—	-	3 5		1 9	32	—	—	—	—	Trioda
22	3	1	139	3.3	0 132	135	- 1,5	67,5	—	3.7	1 3	0.5	160	0,25	—	—	—	
24A	3	1	59	2 5	1,75	250	— 3,0	90	—	4 0	1 7	1 05	630	0,6	—	—	—	
25A6GT/G	4	9	96	25	0,3	180	—20 0	135	--	38.0	7 5	2 5	100	0,04	5000	2,75	—	
25AC5GT/G	2w	9	80	25	0 3	110	+15 0	-	—	45,0	—	3 8	58	—	2000	2,0	—	
25B5	2+2D	9	144	25	0 3	110	0	—	—	45,0	—	2 2	25	—	2000	2,0	—	
15B6G	4	9	96	25	0 3	95	— 15	95	—	45 0	4,0	4 0	—	—	2000	1,75	—	
25B8GT	2+4	2+3	133	25	0 15	100	— 3	100	—	7 6	2 0	2 0	370	185000	—	—	—	
						100	1	-	—	0.6	—	1 5	112,5	75000	—	—	—	Trioda
25C6G	4	9	105	25	0 3	200	– 14,0	135	—	66,0	9 0	7 1	—	—	2600	6,0	—	
25L6GT/G	3	9	105	25	0 3	110	– 7,5	110	—	49 0	4,0	8 2	82	10000	2000	2,2	—	
25N6G	3+3	9	78	25	0,3	110	0	—	-	45,0	—	2,2	25	—	2000	2,0	—	
25X6GT	9+9	12	107	25	0 15	125	—	—	—	6 0	—	—	—	—	—	—	—	
25Y4GT	9	12	140	25	0,15	125	—	—	—	75 0	—	—	—	—	—	—		
25Y5	9+9	12	142	25	0 3	250	—	—	—	85 0	—	—	—	—	—	—	—	podw. nap.
25Z4GT	9	12	140	25	0 3	125	—	—	—	125 0	—	—	—	—	—	—	—	
25Z5	9+9	12	142	25	0 3	125	—	—	—	100 0	—	—	—	—	—	—	—	podw. nap.
25Z6GT/G	9+9	12	107	25	0,3	125	—		—	85,0	—	—	—	—	—	—	—	podw nap.
26	2	7T 7W	52	1 5	1 05	180	—14 5	—	—	6.2	—	1 15	8,3	7300	—	—	—	
27	2	2; 4; 7;	60	2.5	1.75	250	—21.0	—	—	5 2	—	0,97	9,0	9250	—	—	—	
30	2	2; 4; 7;	52	2 0	0 06	180	– 13 5	—	—	3.1	—	0,9	9,3	10300	—	—	—	
31	2	9	52	2,0	0 13	180	– 10 0	—	—	12,3	—	1 15	3,8	3600	5700	,37	—	
32	3	1	139	2.0	0,06	180	– 3	67,5	—	1,7	0.4	0,65	780	—	—	—	—	

Kącik krótkofalowca

Chlubne karty przedwojennej pracy polskich krótkofalowców nakładają na nas obowiązek kontynuowania i rozpowszechniania tej idei wśród najszerszych warstw społeczeństwa a zwłaszcza młodzieży. Szeregi radiotechników polskich zostały przerzedzone, musimy więc wyszkolić nowy zastęp radioamatorów, którzy z zamiłowaniem poświęcą się tej dziedzinie i w przyszłości powiększą grono fachowców.

Najlepszą szkołą dla amatorów jest właśnie krótkofalarstwo; skierowuje ono radioamatora w kierunku pracy eksperymentalno - badawczej zaznajamiając z rozmaitymi dziedzinami radiotechniki.

Poza tym krótkofalarstwo oprócz bezpośredniego szkolenia technicznego, przez nawiązywanie łączności, tworzy pomost pomiędzy radiotechnikami wszystkich narodowości, łącząc ich jakby w jedną rodzinę.

Czasopismo nasze wzięło na siebie obowiązek propagandy idei krótkofalarstwa i teoretycznego szkolenia przyszłych amatorów.

W szeregu artykułów zaznajomimy Czytelników z techniką odbioru i nadawania oraz budowy urządzeń odbiorczych i nadawczych.

Nauka znaków Morse'a

A	·—
B	—···
C	—·—·
D	—··
E	·
F	··—·
G	——·
H	····
I	··
J	·———
K	—·—
L	·—··
M	——
N	—·
O	———
P	·——·
Q	——·—
R	·—·
S	···
T	—
U	··—
V	···—
W	·——
X	—··—
Y	—·——
Z	——··

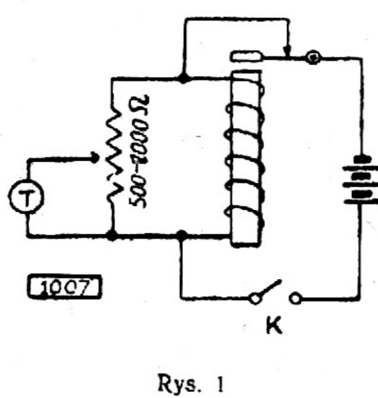
Kropka .	·—·—·—
Przecinek ,	——··——
Pytajnik ?	··——··
Błąd	········
Znak równości	—···—
Czekać	·—···
Koniec wiadomości	·—·—·
Gotowy do odbioru	—·—
Koniec nadawania	···—·—
Dwukropek :	———···
Myślnik —	—····—
Kreska ułamkowa	—··—·
Początek nadawania	—·—·—

1	·————
2	··———
3	···——
4	····—
5	·····
6	—····
7	——···
8	———··
9	————·
0	—————

1006

Zadaniem krótkofalowca oprócz prac doświadczalnych jest nawiązywanie łączności telegraficznej (fonicznej), a wspólnym językiem krótkofalowców całego świata jest międzynarodowy Kod przesyłany alfabetem Morse'a.

Zatem pierwszy krok amatora krótkofalowca to dobre opanowanie znaków telegraficznych Morse'a. Minimalne tempo odbioru znaków wyno-



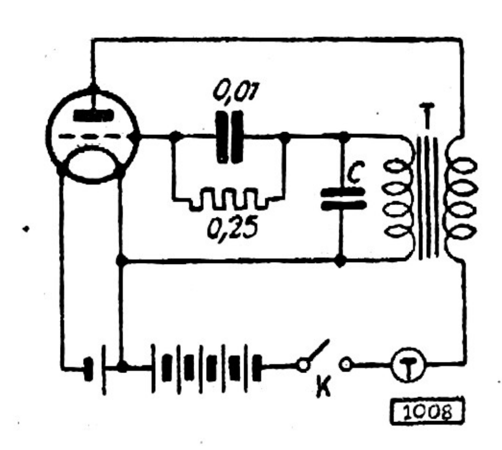
Rys. 1

si 13 do 15 słów na minutę, co przy średnio 4 do 5 liter na słowo daje około 60 znaków na minutę. Aby to osiągnąć należy przeprowadzić szkolenie najlepiej w grupie kilkuosobowej ucząc się kolejno wszystkich znaków słuchowo. Sygnał telegraficzny jest to pewnego rodzaju język i dlatego należy go zapamiętać jak charakterystyczny dźwięk. Alfabet Morse'a składa się z różnych kombinacji kropek i kresek odpowiadających poszczególnym literom czy liczbom.

Czas trwania dźwięku długiego (kreska) jest około 3 razy dłuższy niż czas dźwięku krótkiego (kropka).

Odstęp między znakami równy jest jednej kropce. Jak wspomnieliśmy uczyć należy się, zapamiętując słuchowo każdy znak, tak więc n.p. literę k pamiętać będziemy jako dźwięk ta-ti-ta (lub dah-di-dah) a nie jako kreska-kropka-kreska. Przyzwyczajać się należy od razu do odbioru na słuchawki; nadawać najlepiej grupy liter i cyfr nie tworzących żadnego słowa czy zdania. Zapobiega to zwracaniu uwagi na tekst i zgadywaniu; w razie nieodebrania znaku nie tracić czasu na przypominanie sobie, gdyż „wytrąceni z tekstu" zostaniemy w tyle.

Samo nadawanie wykonać najprościej przy pomocy układu jak na rys. 1 lub 2.



Rys. 2

Brzęczyk (np. z dzwonka elektr.) załączony w obwód baterii wywołuje impulsy prądu w cewce (uzwojenie elektromagnesu). Impulsy te, których ton (częstotliwość) zależy od własności sprężynki i układu drgającego, wytwarzają na zaciskach zmienne napięcie, które przez potencjometr (regu lator siły) przekazujemy słuchawkom.

Dobra praca brzęczyka wymaga czystego utrzymania kontaktów (utlenienie) co nastręcza pewne kłopoty.

Z tego powodu należy stosować możliwie niskie napięcie. Przy dobrych brzęczykach starczy tu około 1,5 wolta.

O wiele lepszy jest układ lampowy złożony z triody i transformatora między lapowego (1:2 ÷ 1:6), które zawsze znajdą się rupieciami radioamatora.

Wysokość tonu dobieramy na słuch przy pomocy kondensatora „C" (500 — 2000 pF), włączonego równolegle do uzwojenia; Czym mniejszy kondensator tym wyższy ton. Bateria żarzenia zależna od stosowanej lampy, na anodową wystarczy jedna lub dwie bateryjki od latarki.

Tak więc amatorzy do nauki Morse'a! Poniżej podajemy 10 przykazań dla uczących się:

1. Unikać nauki znaków Morse'a przy pomocy wydrukowanych tablic. Tablice ze znakami powinny zniknąć z pomieszczenia uczących się. Uczyć się tylko słuchowo.

2. Jeżeli wymawiamy znaki Morse'a to tylko fonetycznie to znaczy np. znak „f" nie jako kropka - kropka - kreska - kropka lecz jako — ti - ti ta - ti względnie di - di - dah - di.

3. Zwracać uwagę na należyty rytm w nadawaniu znaków.

Odstęp pomiędzy poszczególnymi znakami jednej litery odpowiada jednej kropce.

Odstęp między literami i słowami zależy od tempa nadawania.

4. Tempo nadawania regulować **zmianą długości odstępów** pomiędzy znakami względnie słowami. Same znaki powinny być nadawane szybko, gdyż tylko w ten sposób unikniemy liczenia poszczególnych elementów znaku, i umożliwimy utrwalenie słuchowego wrażenia.

5. Zwracać uwagę na dokładne i wyraźne pisanie odebranych znaków.

6. Podział znaków na grupy o zbliżonych dźwiękach (w telegramie) ułatwia naukę. Istnieje wiele systemów tak np. e, i, s, h, 5, t. m, o, ch, 0, albo inaczej e, t, i, m, a, n, s, o, d, u, r, k it.d.

7. Odebrany znak natychmiast wypisać, nieodebrany zaznaczyć kropką.

Nie tracić czasu na przypominanie, bo wtedy stracimy więcej znaków.

8. Nie wolno zgadywać. Przy nie zupełnie odebranym telegramie złożonym ze skrótów, więcej szkodzi fałszywa litera aniżeli brak jej.

9. Ćwiczenia powinny być częste i krótkie.

10. Od początku należy się przyzwyczaić do odbioru w złych warunkach (słabe sygnały, przeszkody — szumy trzaski i t.d.).

Wspólnym językiem krótkofalowców jest t.zw. kod „Q". Należy się go stopniowo uczyć z kursem znaków Morse'a.

Poniżej podajemy kod „Q" opracowany na podstawie „The Radio Amateur's Handbook" r. 1945.

W pierwszej kolumnie podany jest skrót, w drugiej znaczenie skrótu jako zapytania (po danym skrócie dodaje się znak zapytania), w trzeciej znaczenie skrótu jako odpowiedzi.

Kod — „Q"

Skrót	Pytanie	Odpowiedź
QRA	Jaki jest znak waszej stacji?	Znak mej stacji jest...
QRB	Jaka jest w przybliżeniu odległość pomiędzy wami a moją stacją?	Przybliżona odległość pomiędzy naszymi stacjami wynosi... mil morskich (lub....... kilometrów)
QRC	Jaki urząd załatwia konto należności waszej stacji? (odnosi się to do stacji komunikacyjnych)	Konto mej stacji załatwia urząd....
QRD	Dokąd się udajecie i skąd jesteście (odnośnie stacyj ruchomych)	Jadę do .... 7...
QRG	Czy możecie podać mi dokładną częstotliwość mojej stacji (długość fali) w kc/s (lub m)?	Dokładna częstotliwość (długość fali) waszej stacji wynosi ... kc/s (lub... m)
QRH	Czy zmienia się moja częstotliwość (długość fali)?	Wasza częstotliwość (długość fali) zmienia się.
QRI	Czy mój ton jest dobry?	Wasz ton zmienia się
QRJ	Czy mnie źle odbieracie? Czy moje sygnały są słabe?	Nie mogę was odbierać. Wasze sygnały są za słabe.
QRK	Jaka jest czytelność moich sygnałów (1 do 5)	Czytelność waszych sygnałów jest... (1 do 5)
QRL	Czy jesteście zajęci?	Jestem zajęty, (albo jestem zajęty z...)
QRM	Czy macie interferencje?	Mam interferencje
QRN	Czy macie zakłócenia atmosferyczne?	Mam zakłócenia atmosferyczne
QRO	Czy powinienem zwiększyć moc?	Zwiększcie moc
QRP	Czy powinienem zmniejszyć moc?	Zmniejszcie moc
QRQ	Czy nadawać szybciej?	Nadawajcie szybciej (...słów na minutę)
QRS	Czy nadawać wolniej?	Nadawajcie wolniej
QRT	Czy przerwać nadawanie?	Przestańcie nadawać
QRU	Czy macie coś dla mnie?	Nie mam nic dla was
QRV	Czy jesteście gotowi?	Jestem gotowy
QRW	Czy mam zawiadomić ....że wołaliście go na ....kc/s (albo ...m)?	Proszę zawiadomić.... że wołałem go na... kc/s (albo.... m)
QRX	Czy powinienem zaczekać? Kiedy mnie znowu wywołacie?	Czekajcie (albo czekajcie póki nie skończę połączenia z...) Będę was wołał o godz...... (albo natychmiast)
QRY	Jaka jest moja kolejność?	Wasza kolejność jest Nr... (lub odpowiednio do innej stosowanej metody)
QRZ	Kto mnie wołał?	Byliście wołani przez....
QSA	Jaka siła moich sygnałów?	Siła waszych sygnałów jest... (1 do 5)
QSB	Czy siła moich sygnałów zmienia się?	Siła waszych sygnałów zmienia się

D. C. N.

Odpowiedzi redakcji

Zamojdo Tadeusz — W nadesłanym schemacie dwulampowego aparatu odczepy cewki antenowej służą do dobrania dla danej anteny najwłaściwszej ilości zwojów. W schemacie brak zasilania anodowego dla obydwóch lamp, które może stworzyć połączenie krzyżujących się przewodów ponad anodą RE134.

Zbierski Tadeusz, Gliwice — Posiadane przez Pana lampy typu wojskowego RG12D60 są 12-to woltowymi lampami prostowniczymi (podwójne); zdolne są one dać 100 mA prądu stałego.

Błachowicz Włodzimierz, Ciechocinek — Jeżeli aparat posiada eliminator lub filtry w przewodzie antenowym, należy pojemność jego dobrać tak, aby odbiór Warszawy nie przeszkadzał w odbiorze innych stacji. Na falach krótkich eliminator nie pracuje, dlatego odbiór na tym zakresie od niego nie zależy.

Włączenie uziemienia w aparatach uniwersalnych może być szkodliwe tylko wtedy, gdy kondensator pomiędzy gniazdem „Z" i masą odbiornika jest uszkodzony.

Radzimy także sprawdzić dobroć kondensatora, stanowiącego t. zw. sztuczną antenę. (O ile taka istnieje w aparacie).

Krajewski J., Warszawa — Wskazówka skali przesuwa się w przeciwnym kierunku tak, że kolejność występowania poszczególnych stacji jest odwrotna. Przyczyna tkwi w złym założeniu linki na koła i bloczki przekładni kondensatorów strojeniowych. Powinna ona być założona tak, aby przy zamkniętych kondensatorach agregatu strzałka znajdowała się z prawej strony, t. j. na końcu skali, odpowiadającej dłuższym falom zakresu; przy obracaniu płytek ma ona posuwać się w lewo.

Kozioł Jan, Tarnów — Na miejsce nieznanej Panu właściwej do odbiornika Philipsa 7-39 lampy mieszającej zastosował Pan ECH4, ale odbiornik nie pracuje. Prawdopodobnie należałoby użyć lampę EK2 lub ECH3. Lampę ECH4, której układ „piętek" w podstawce odbiega od normalnego dla tego typu lamp, można zastosować zamiast EK2 po przeróbkach, wynikających z różnicy połączeń między tymi lampami z cokołem.

Głuszyk Ryszard, Warszawa — Charakterystykę anodową lampy prostowniczej może Pan zdjąć przy pomocy układu, podanego na rys. 1 w numerze 31 tygodnika „Radio i Świat", zmieniając możliwie w sposób ciągły opór obciążenia „R". Dla przykładu podałem tam również charakterystykę lampy AZ11.

Rajski Mieczysław, Lublin. — Cewka krótkofalowa dla zakresu 5 — 15 m. na cylindrze o średnicy 20 mm. powinna mieć: siatkowa 9 zw. drut ⌀ 2 mm., w emalji, reakcyjna 7 zw. ⌀ 0,5 mm. 2 x jedwab. Taka sama cewka dla zakresu 16 — 50 m. ma: 11 zw. ⌀ 1 mm. i 9 zw. ⌀ 0,2 mm. Antenę można załączyć przez mały kondensatorek 20 — 50 cm. wprost na cewkę siatkową.

Hausman Kazimierz, Łódź. — Zamiast lampy amerykańskiej 6A8 w signal-generatorze z nr. 1 może Pan użyć np. lampę EK2 lub ECH3.

Bartoszewicz H., Sosnowiec. — Teoretycznie kondensatory elektrolityczne, które straciły pojemność można formować przez odwrotne załączenie do nich napięcia stałego. Cieczy elektrolitycznej przywraca się częściowo w ten sposób utracone własności. Dokładny skład elektrolitu jest na ogół tajemnicą fabryki produkującej takie kondensatory.

Latko Zdzisław, Libiąż Wielki. — Maksymalne anodowe napięcie zmienne transformatora dla lampy prostowniczej AZ1 wynosi 2 x 500 v. Lampa ta posiada ośmiokontaktowy cokół piętkowy.

Rynkiewicz Józef, Białystok. — Do odbiornika Blaupunkt 46 W 29 należy użyć następujące lampy: UBF11, UCL11, UY11 oraz urdox U2410, żaróweczka oświetleniowa 6,3 v. — 0,3 A.

Słaba reakcja aparatu z siatki lampy ABC1 (lub z gniazd adaptera) świadczy o uszkodzeniu w części wzmacniacza niskiej częstotliwości lub też o słabej emisji lampy ABC1 albo głośnikowej AL4. Poza tym należałoby sprawdzić wielkość napięć w aparacie. Cewka pomiędzy gniazdem antenowym i wejściem aparatu może służyć jako filtr, nieprzepuszczający pewnych np. pasożytniczych częstotliwości (działa jak eliminator).

Raś Jan, Stalowa Wola. — Trzylampowy, trzyzakresowy aparat „Ika 44" posiada prawdopodobnie lampy: EF9, EF6, EL3, AZ1, lub AF3, AF7, AL4, AZ1. O serii lamp zadecyduje wielkość zmierzonego napięcia żarzenia (6,3 i 4 v.)

Sanbertowski Zbigniew, Gdańsk. — Na politechnikach w Polsce nie ma wydziału radiotechnicznego, jest natomiast wydział elektryczny dla prądów słabych, który obejmuje tę dziedzinę techniki. O innych szkołach tego typu nic bliższego nie wiemy.

Kustroń Adam, Nowy Sącz. — Dane dla cewek reakcyjnych podałem w odpowiedzi udzielonej p. M. Rajskiemu. Brak reakcji na falach krótkich może być spowodowany zbyt niskim napięciem anodowym lampy VF7 (o ile sama cewka jest prawidłowo podłączona, nie pomylone końcówki).

Szpilewski J., Warszawa. — 1) Przy strojeniu odbiornika na słuch lub z outputmetrem należy wyłączyć działanie automatyki, w której układzie pracuje jedna z diod lampy AB2. Ponadto należało by sprawdzić pracę tej lampy wraz z elementami, tworzącymi układ demodulatora.

2) Nie wiem, jakie istnieje sprzężenie pomiędzy lampami AH1 i AF7 sądzę jednak, że błąd tkwi tylko w układzie sprzęgającym.

3) Zamiast głośnika magnetycznego w aparacie VE301W można zastosować głośnik dynamiczny włączając go do aparatu za pośrednictwem odpowiedniego transformatora dopasowującego.

4) Tłumaczenia z jęz. niemieckiego z dziedziny radiotechniki ukazały się wprawdzie na rynku, jednakże w tej chwili są one wyczerpane.

„Radioamator" z Tomaszowa Lubelskiego. — W dwulampowym odbiorniku starego typu można zastosować lampy: REN904, RES164 i RGN564. Z nowszych typów odpowiadałyby lampy: AF7, AL1, AZ1. Do takiego aparatu wystarczy użyć jakiś mały transformator sieciowy, dający np. 2 x 250 v. anodowego napięcia zmiennego i 4 v. napięcia żarzenia.

Pracenta Jarosław, Białystok. — Lampę CCH1 można zastąpić lampą ECH3, po odpowiednich przeróbkach połączeń w podstawce przeznaczonej dla tej lampy w aparacie. Lampę CF3 można zastąpić lampą EF9.

Gocel Wacław, Radom. — Do 7 obwodowego odbiornika Lumophon typ WD507 należy zastosować następujące lampy: ECH11, EBF11, EFM11, EL12, AZ11.

Łukasiewicz Konstanty, Ryki. — Pragnie Pan zakres posiadanego woltomierza na prąd stały i zmienny rozszerzyć 10-ciokrotnie. W tym celu nieodzowna jest znajomość oporu wewnętrznego przyrządu, który woltomierz sądząc ze znaków, posiada wewnątrz wmontowany. Ogólnie, jeśli opór przyrządu wynosi Rw dla rozszerzenia skali n-krotnie należy szeregowo załączyć opór R = Rw (n — 1).

KUPON Nr 8

na odpowiedź w „Radio"

Nazwisko ....

Adres ....

....

Kustroń Adam, Nowy Sącz — Zamiast dławików wysokiej częstotliwości, stosowanych po detekcji w obwodach anodowych w celu odfiltrowania wysokiej częstotliwości, daje się niekiedy opory rzędu 10^3 Ω, jednakże nie spełniają one całkowicie swojej roli.

Kundera Antoni. — Odbiornik Siemens 22T wymaga zastosowania lamp: BCH1, CF3, CBC1 CL4, CY1 oraz EUVI (urdox). W podstawce dla 7 nóżkowej lampy BCH1 pomiędzy kontaktami żarzenia znajduje się opór drutowy dla wyrównania prądu, płynącego w obwodzie żarzenia lamp.

Blachniarek A., Gdańsk, Pakulnicki S., Choszczno. — Opis i schemat przyrządu do badania lamp radiowych znajdzie Pan w nr. 15 tygodnika „Radio i Świat" z ub. roku.

Dane elektryczne lamp typu wojskowego podawałem niejednokrotnie w odpowiedziach, proszę więc przejrzeć je uważnie w ostatnich kilku numerach.

Malinowski Antoni, Limanowa. — Do aparatu Schaub Bali 2 należy zastosować następujące lampy: RENS1204, RES964, RGN1064, przy czym zamiast pierwszej z wymienionych lamp można użyć REN904 lub z nowszych typów AF7.

Bienkiewicz Józef. — Ponieważ list na ogół trudny do odczytania w niektórych ustępach jest zupełnie niezrozumiały przeto odpowiadamy tylko na te wątpliwości, które częściowo w formie przypuszczenia sam Pan wyjaśnia. Niewątpliwie mała odległość od Huty powoduje zakłócenia pochodzące z urządzeń elektrycznych fabryki. Cewek powietrznych nie radzimy wymieniać wystarczy, jeśli będą one dobrze ekranowane oraz poszczególne obwody dokładnie zestrojone trimerami. Odbiór na zakresie średniofalowym bezwzględnie powinien się polepszyć. Zakłócenia, jeśli pochodzą wyłącznie z zewnątrz aparatu, powinny ustać po wyjęciu z gniazdka przewodu antenowego. W przeciwnym razie przyczyny należy szukać w aparacie po uprzednim sprawdzeniu lamp.

Podsiadło Jan. — Lampa sowiecka SB (C6) 154 do wzmacniacza niskiej częstotliwości nie nadaje się. Kryształki do detektora, które dłuższy czas leżały bezużytecznie, należy przemyć przed ich użyciem w czystym spirytusie i niedotykając ręką włożyć przy pomocy np. pincety do osłoniętej ze względu na kurz. oprawki.

Berdys Stefan, Warszawa. — Przysłany nam schemat stanowi dwuobwodowy, dwuzakresowy aparat reakcyjny, w którym zamiana lamp na inne wymaga dość szczegółowej rekonstrukcji schematu Niestety, w ramach odpowiedzi nie da się jej omówić.

Wojciechowski Jerzy. — Obecnie nie możemy wskazać nie tylko żadnej hurtowni, ale nawet większego sklepu, w którym można byłoby znaleźć wszystkie niezbędne do budowy odbiornika części. Brak ich obok braku lamp daje się coraz bardziej dotkliwie odczuć przy montażu, a nawet przy naprawie aparatów radiowych.

W tej chwili nic nam nie wiadomo o istnieniu jakiejś specjalnej szkoły lub liceum radiotechnicznego.

Uchman Józef, Kraczkowa. — Do czterolampowego odbiornika jednoobwodowego na triodach można zastosować np. dwuwoltowe lampy serii „K": KC3 KC1, KC1, KL1. Lampa Valvo L414 może być zastosowana we wzmacniaczu niskiej częstotliwości. Wymaga ona 4 woltowego napięcia żarzenia i 200 v. napięcia anodowego.

Nomogram Nr 7

Obliczanie indukcyjności cewek cylindrowych jednowarstwowych.

Powyższy nomogram w odróżnieniu od poprzednich zbudowany jest na nieco innej zasadzie. Nomogram składa się z dwu par skal równoległych przecinających się pod kątem prostym. Górna skala (D) określa średnicę cewki w mm., dolna indukcyjność (L) w μ H (10^{-6}H). Lewa skala ilości zwojów (n), prawa stosunek D/L — średnicy do długości nawinięcia.

Odczytu dokonujemy przy pomocy przezroczystej kalki, na której wyrysowane są dwie prostopadłe linie. Nomogramem możemy posługiwać się również przy obliczaniu cewek o wartościach większych lub mniejszych od podanych na skali.

Pomnożenie skali „n" przez 10 odpowiada pomnożeniu skali L przez 100, względnie podzieleniu skali D przez 100.

Jeżeli pomnożymy skalę „n" przez 10 a skalę D określimy w cm. (zatem pomnożymy skalę D przez 10), wtedy skala L określona jest w mH (10^{-3}H).

Przykład: Zaprojektować cewkę o indukcyjności 500 μ H. Średnica korpusu 20 mm. Przykładamy krzyż tak, by jedna oś przechodziła przez D = 20 mm i L = 500 μ H. Przesuwając równolegle krzyż otrzymujemy nieskończenie wiele rozwiązań dla różnych D l. Np. dla D l = 2 otrzymamy n = 155 (patrz przykład). i l = $D / \frac{D}{l}$ = 10 mm. Taką cewkę trudno będzie wykonać, chyba jako wielowarstwową.

Przyjmując D/l = 0.45 otrzymamy $l = \frac{20}{0{,}45}$ ≅ 45 mm i u ≅ 265 zwojów. Z długości nawinięcia obliczymy grubość drutu (wraz z izolacją)

$$d \cong \frac{45}{165} \cong 0.13 \text{ mm.}$$

Z tego przykładu widać że cewkę o indukcyjności rzędu 500 μ H należy wykonać na większej średnicy (mniejsze straty).

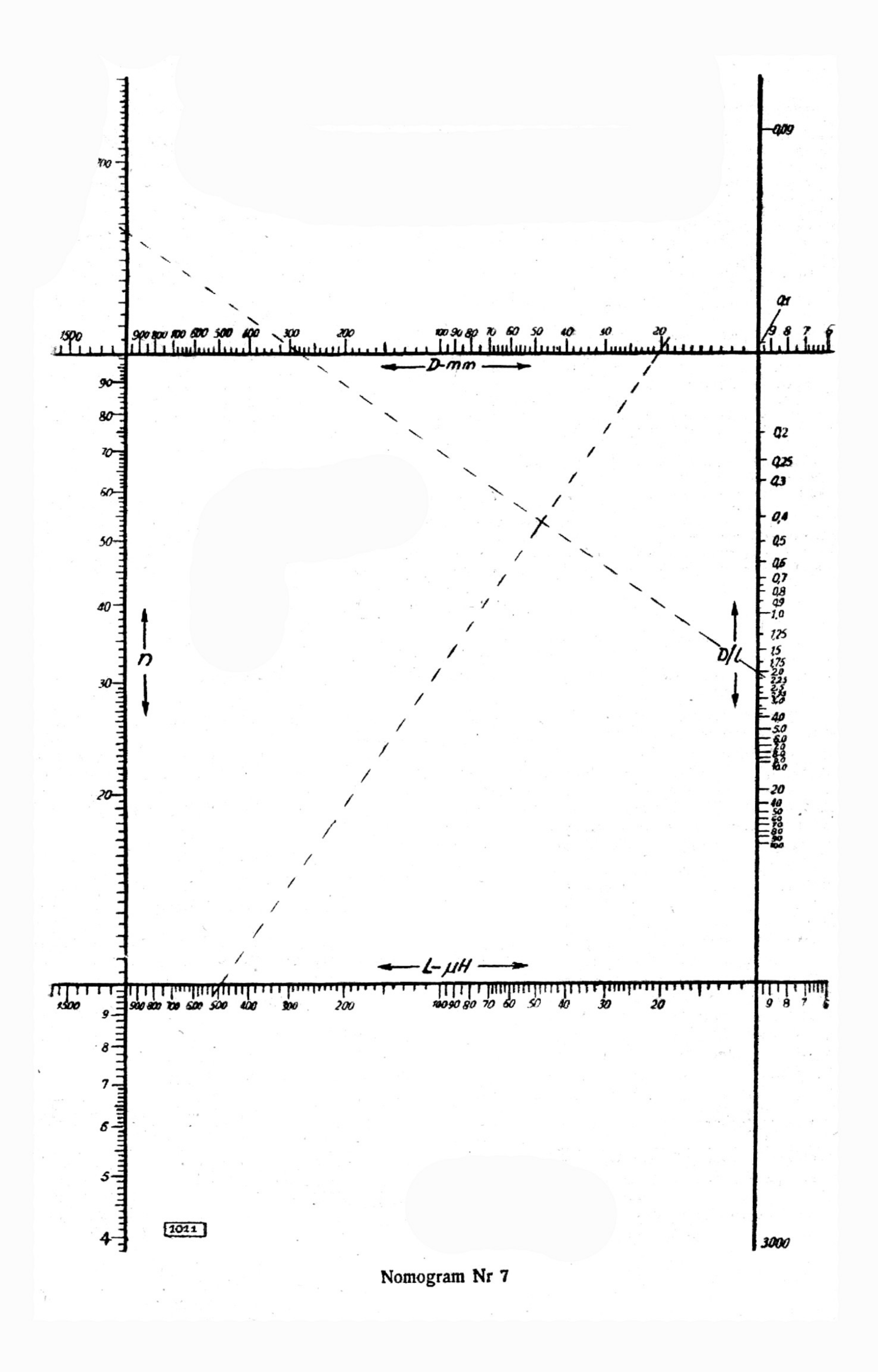
Redaguje Komitet — Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

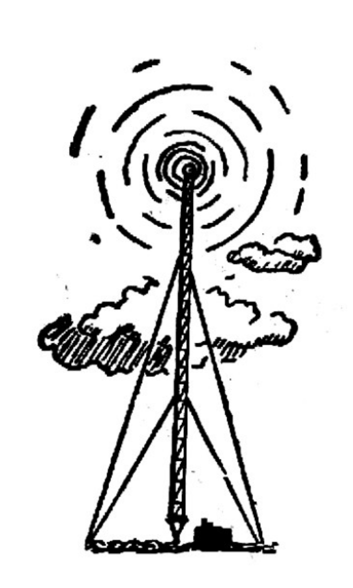
Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 360. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 60.—

Ceny ogłoszeń: na okładce 1 kol. — 8.000 zł., 1/2 kol. — 5.000 zł., 1/4 kol. — 3.000 zł., 1/8 kol. — 2.000 zł., w tekście zł. 50 za 1 mm szer. 1 szpalty.

B-17510



Nomogram Nr 7



Zakł. Graf. „Książka", Warszawa, Smolna 12